RADIO UND FERNSEHEN

Mit Bauanleitung für einen einfachen Prüfgenerator (S. 535)

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

7. JAHRGANG 17 SEPTEMBER 1958

VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

AUS DEM INHALT

Probleme der Standardisierung 521

Unnötige Bedenken 522

Dieter Keller
Pulscodemodulation, eine moderne Modulationsart 523

Ing. K. Belter
Anwendung und mathematische Erklärung der Exponentialfunktion 524

Transistortechnik

W. Taeger
Die IEC-Vorschläge zur Kennzeichnung von Transistoreigenschaften und -symbolen 526

Ing. Karl Otto, Ing. Horst Müller
Spezielle Anpassungsprobleme bei Transistorverstärkern 527

Ernst Bottke
Uber die Messung der statischen Daten von Germaniumdioden 530

Nachrichten und Kurzberichte 532

M. Ebert
Die Vertikalablenkstufe (17) 533

Werner Wunderlich
Bauanleitung eines einfachen Test-Frequenzgenerators für Empfänger- und Verstärkerprüfung 535

Am Jahresende stand der Gewinn! 536

Ing. O. Sorejs, Prag
Probleme der Magnettonaufzeichnung beim Tonfilm 538

Werner Wunderlich
Elektronische Geräte zum Prüfen der Gleichzeitigkeit von Schaltvorgängen 541

Referate und Fachbücher 543

Titelbild:
Karin und Sylva nehmen Abschied vom Sommer
Aufnahme: Blunck

Verlag DIE WIRTSCHAFT
Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22
Telefon 530871, Fernschreiber 011448
Verlagsdirektor: Walter Franze

Radio und Fernsehen
Chefredakteur: Peter Schäffer
Fachredaktion: Klaus K. Streng
Lizenznummer: 5227

Anzeigenannahme: Verlag DIE WIRTSCHAFT und alle Filialen der DEWAG, z. Z. gültige Preisliste Nr. 1

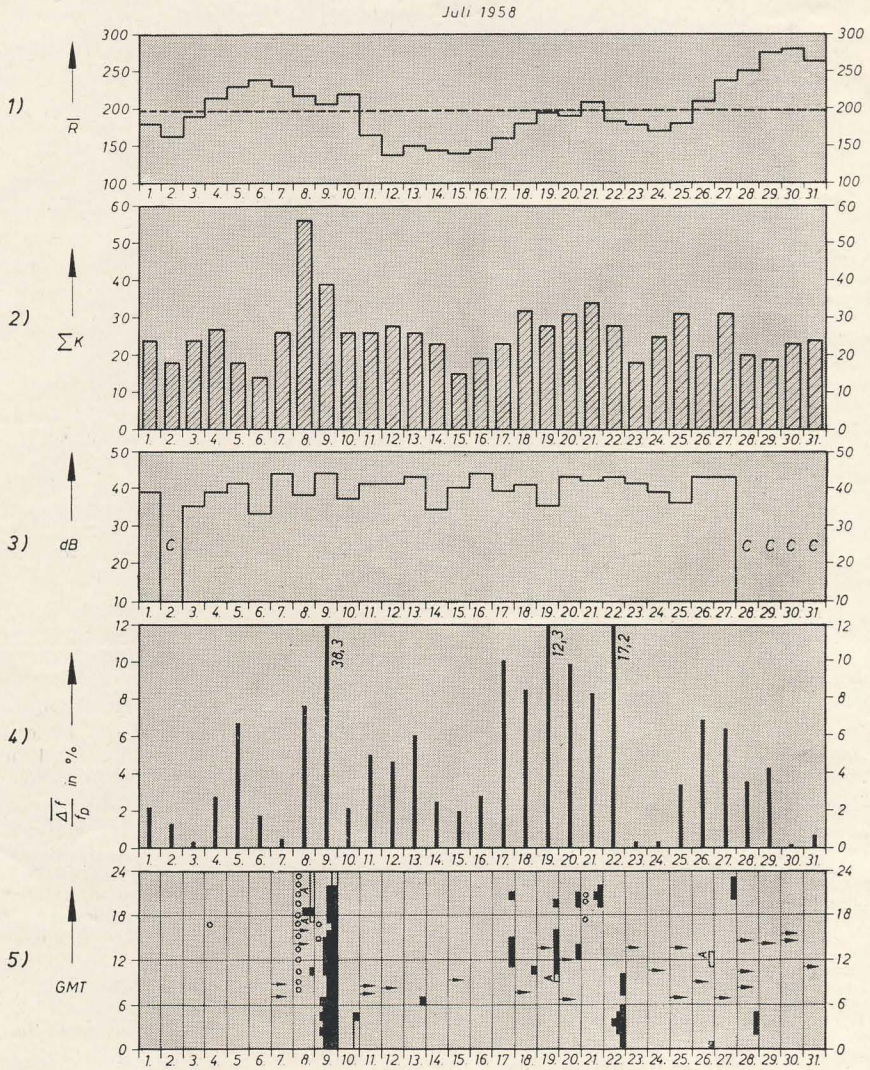
Druck: Tribüne Druckerei III Leipzig III/18/36

Nachdruck und Auszüge nur mit Genehmigung des Verlages. Alle weiteren Rechte vorbehalten.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Die KW-Ausbreitung im Juli 1958 und Vorschau für Sept. 1958

Herausgegeben v. Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



1) Sonnenfleckenrelativzahlen (Zürich)

2) Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (Wingst)

3) Mittagsdämpfung auf 3,18 MHz , C = Gerätestörung

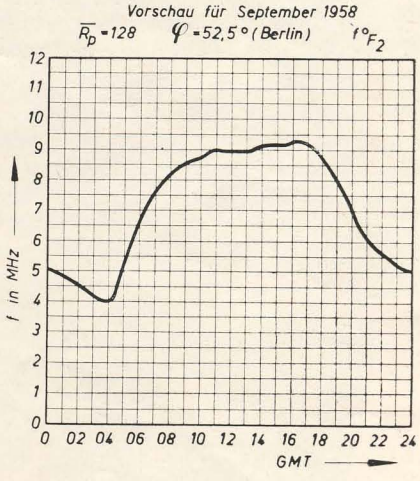
4) Tagesmittel des relativen Abfalls der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/Rügen)
$\Delta f = f_p - f_m$ für $f_p < f_m$ $\Delta f = 0$
f_p = vorhergesagte Grenzfrequenz
f_m = gemessene Grenzfrequenz

5) relativer Abfall der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/Rügen) bezogen auf den vorhergesagten Wert
- $\frac{\overline{\Delta f}}{f}$ = 18 .. 29 %
- = 30 ... 39 %
- = 40 ... 49 %
- = 50 % und darüber

→ Mögel – Dellinger – Effekt bzw. Dämpfungs-einbrüche (Neustrelitz/Juliusruh)

° plötzliche erdmagnetische Unruhe oder Schwankungsamplitude des Erdmagnetfeldes $A \geq 60\gamma$ bezogen auf eine Stunde

Streuecho A Abdeckung durch E-Schicht



Bestellungen nehmen entgegen
für die Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin
für die Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter; der örtliche Buchhandel und der Verlag. Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Für das Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Petschatni proizvedenia, Sofia, Léguè 6
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, P. O. B. 50 und Hsin Hua Bookstore, Peking, P. O. B. 329
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: C. L. D. C. Baza Carte, Bukarest, Cal Mosilor 62—68
Tschechoslowakische Volksrepublik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Postovy urad 2
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirkspostämter
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22

RADIO UND FERNSEHEN

1. SEPTEMBERHEFT 7. JAHRGANG 17 | 1958

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

Probleme der Standardisierung

Wir baten — und bitten — unsere Leser, zu Problemen der Standardisierung ihre Ansichten in der Zeitschrift RADIO UND FERNSEHEN zu äußern und ihre Erfahrungen mitzuteilen. Einige Stellungnahmen sind uns bereits zugegangen. Als Erstem geben wir Herrn Schmidt, Leiter des Prüffeldes Werk II, Funkwerk Köpenick, das Wort:

1. In jedem Falle ergibt sich bei der Fertigung größerer Stückzahlen ein Vorteil bei der Geräteuntergliederung in einzelne, in sich abgeschlossene Baugruppen.

Die Arbeit ist besser aufzuteilen, auch die Prüfarbeit läßt sich einfacher durchführen und in den Produktionsprozeß eingliedern.

2. a) Eine Untergliederung in einzelne Röhrenstufen kommt m. E. nur in der Massenfertigung gedruckter Schaltungen oder bei hochgezüchteten Spezialgeräten in Frage.

b) Im allgemeinen erfolgt eine Untergliederung nach Baugruppen, wie Netzteile, Verstärker, Filterstufen usw. Es ist durchaus möglich, diese Baugruppen zu vereinheitlichen, Netzteile nach Spannungen, Leistungen und Regelung oder Verstärker nach Verstärkungsgrad, Ausgangsleistung und Frequenzkurve zu ordnen. Es gibt z. B. viele Typen von Oszillografen. Meistens ist ein Verstärkerteil mit $V \approx 1000$ und entsprechender Durchlaßkurve eingebaut, so daß es leicht möglich wäre, einen Standard-Verstärker als festen Einbaubestandteil zu entwickeln, der die jetzige Vielzahl von Formen ablösen könnte.

3. Mit einer bestimmten Typenreihe ließen sich z. B. eine größere Zahl Netzteile erfassen, wobei selbstverständlich gelegentlich der Fall der Überdimensionierung auftreten kann. Durch die mögliche höhere Serienstückzahl wäre aber eine entsprechende Preisreduzierung erreichbar.

Weiterhin halte ich es für durchaus möglich, daß Verstärkerteile getrennt nach Vor- und End- bzw. Leistungsverstärkern vereinheitlicht werden können. Entsprechende Typenreihen, geordnet nach Verstärkungsgraden, Leistungen und Bandbreiten müßten entwickelt werden. Die Struktur unserer Wirtschaft läßt durchaus eine weitgehende Standardisierung zu. Dieser Vorteil sollte unbedingt genutzt werden, denn die Vereinheitlichung der Bauteile läßt höhere Serienstückzahlen zu, die ihrerseits wieder eine entsprechende Rationalisierung und damit Preisreduzierung möglich machen. Die Gerätekonstrukteure müssen dann diese genormten Bauteile zweckentsprechend zum Gerät zusammenstellen. Ausgangspunkt wäre dann nicht mehr das E-Teil, sondern in vielen Fällen schon die höhere Stufe der genormten Baugruppe.

* * *

In den elektronischen Geräteteilen moderner physikalischer und sonstiger wissenschaftlicher Meßgeräte gibt es zwar viele Bausteine, die mit geringen oder keinen Änderungen oft verwendet werden könnten, jedoch scheitert eine durchgreifende Standardisierung m. E. an der viel zu geringen Verbindung, die die einzelnen Entwicklungsstellen miteinander haben. Außerdem zeigt die Entwicklungstendenz immer mehr in die Richtung höherer Frequenzen, und da ist es um ein Vielfaches schwieriger, ein Mehrzwecke- oder gar Universalgerät zu schaffen, denn hohe Frequenzen erfordern für jeden einzelnen Anwendungszweck die zweckmäßigste Konstruktion. Universalität würde hier in vielen Fällen mit sehr viel, in den meisten Fällen ungenutztem, Aufwand verbunden sein.

Ein guter Anfang würde es sein, wenn die DIN-Blätter und die Standards und sonstige mehr oder weniger bindenden Vorschriften für elektronische Geräte angewendet und befolgt würden. Nur ein Beispiel: Chassis, Gehäuse und Gestelle sowie Einschübe. Man könnte die Entwickler elektronischer Meßgeräte unbedingt dazu verpflichten, sich auf einige, wenige Normgrößen zu beschränken. Auch die serienmäßigen Labor- und Servicemeßgeräte sollten sich hier einordnen, so daß z. B. ein Röhrenvoltmeter oder ein Oszillograf, die organisch als Prüf- oder Indikatorgerät in eine größere Anlage eingebaut werden sollen, aus der Serienfertigung eines Spezialwerkes bezogen werden können und auf Anhieb „hineinpassen". Das hätte auch für elektronische Anlagen eine Bedeutung, die nur in Einzelfertigung oder sehr kleinen Stückzahlen hergestellt werden sollen. Es ist doch eine traurige Tatsache, daß gerade Labor- oder Versuchswerkstätten, die für solche Projekte zuständig sind, die meiste Zeit mit Arbeiten verbrauchen, die im Sinne der eigentlichen Bestimmung solcher Werkstätten unproduktiv und sogar unqualifiziert sind. Ich denke hierbei an die Herstellung von Gehäusen und Chassis. Bei Vorhandensein unbedingt bindender Vorschriften über einheitliche Form und Abmessung dieser Teile könnten diese mit großer Rentabilität in einem Spezialwerk hergestellt werden. Einige Chassisausführungen mit fast universell zu verwendenden Bohrungen und Ausschnitten zu finden, dürfte möglich sein.

Und was für Geräte dann auch schaltungsmäßig in Frage kämen? Da wären z. B. Breitbandverstärkereinheiten, Abschwächer, Netzteile mit normalen Spannungen und auch einige Hochspannungsnetzgeräte mit bestimmten Eigenschaften (Spannung, Belastung, Konstanz), in der physikalischen Meßtechnik u. a. Torstufen, Koinzidenz- und Antikoinzidenzstufen, dekadische Untersetzer, Frequenznormale usw.

Allerdings würden solche Tendenzen, zumal wenn sie eines Tages Ziele oder gar Empfehlungen oder Vorschriften geworden sind, eine völlige Umwälzung der herkömmlichen Entwicklungsarbeit bedeuten. Der Konstrukteur allerdings ist eine ähnliche Arbeitsmethodik schon seit langer Zeit gewöhnt.

Zwei Dinge möchte ich also aus meinen kurzen Ausführungen hervorheben:

Gedanken- und Erfahrungsaustausch müssen verbessert werden, um gemeinsame Entwicklungstendenzen erkennen zu können und so zu einer fruchtbaren Zusammen- und Kollektivarbeit zu kommen.

Zielbewußte und straffe Lenkung durch qualifizierte Fachleute, damit ständige Pannen vermieden werden, die vielen Entwicklern und Bedarfsträgern wirkliche und scheinbare Gründe geben, die Standardisierungsbestrebungen nicht nur nicht zu unterstützen, sondern sie sogar zu hintertreiben.

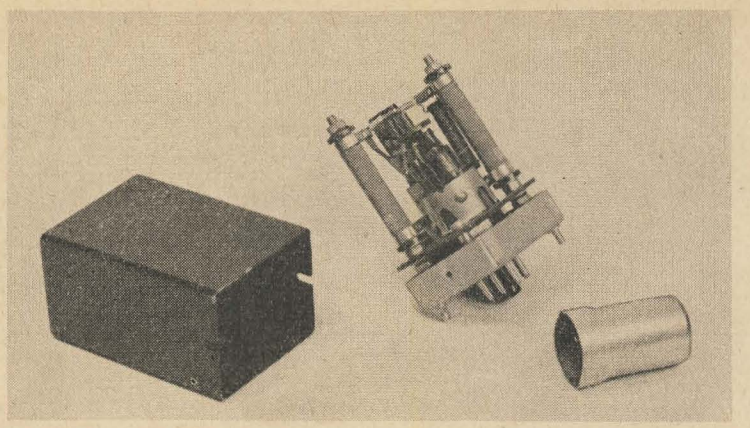
Deshalb beschränkte ich meine Meinungsäußerung auch bewußt auf ein relativ einfaches Problem, nämlich die Frage der Chassis, Gehäuse usw. So etwas dürfte viel einfacher zu lösen sein als schaltungsmäßige Normen zu finden, wobei ich mich wohlgemerkt nicht auf Rundfunk- und Fernsehgeräte beziehe. Hier ist man meiner Ansicht nach schon weiter. *Kuckelt*

* * *

Ohne auf die grundsätzliche Bedeutung von Bauteilen bzw. Aufbau von Geräten aus Bauteilen eingehen zu wollen (darüber ist wohl genug gesagt worden), sei hier ein Beispiel für einen solchen Bauteil beschrieben.

Im VEB Funkwerk Köpenick wurde ein einfacher zuverlässiger Kleinthermostat entwickelt. Die Temperaturregelung besorgt ein Bi-Metallregler, wie er in Heizkissen Verwendung findet; die Heizung erfolgt durch zwei reichlich dimensionierte Hochlastwiderstände. Ein Kondensator sorgt für die sofortige Löschung des Lichtbogens, der beim Öffnen der Kontakte entsteht. Obwohl die Widerstände prinzipiell für jede Spannung bemessen werden können, hat es sich als vorteilhaft erwiesen, sie für 220 V (Netzspannung) auszulegen. Der Betrieb mit Wechselstrom schont die Kontakte, außerdem ist der Regler für 250 V/0,5 A bemessen, also überdimensioniert.

Der Thermostat wurde für die Temperatur-Konstanzhaltung von Ge-Dioden oder Heiß-



Kleinthermostat (geöffnet)

leiter entwickelt. Diese werden in einen Miniaturröhrensockel (im Thermostaten) gesteckt und durch die übliche Abschirmkappe gehalten.
Der Vollständigkeit halber seien die Daten des Thermostaten erwähnt:

Heizleistung N_h	etwa 8 W
Anheizzeit t_A	20 ·· 30 Min.
Schaltfolgefrequenz f_{sch}	etwa 0,4 Min.$^{-1}$
Innere Temperatur	50° C (einstellbar)
Temperaturkonstanz	±0,25° C
Anschlüsse:	über Oktalstecker

Der beschriebene Kleinthermostat hat bereits in mehreren Geräten Verwendung gefunden und wird u. a. auch bei der TH Dresden benutzt. Vom VEB Werk für Fernmeldewesen wurde ebenfalls Interesse für den Teil gezeigt.
Wahrscheinlich gibt es in anderen Betrieben ähnliche Bauteile — leider ist es die Regel, daß noch sehr viele Parallelentwicklungen durchgeführt werden, trotz allen gegenteiligen Bemühungen. Sollte denn eine Standardisierung solcher immer wiederkehrender Bauteile so schwierig sein?

Streng

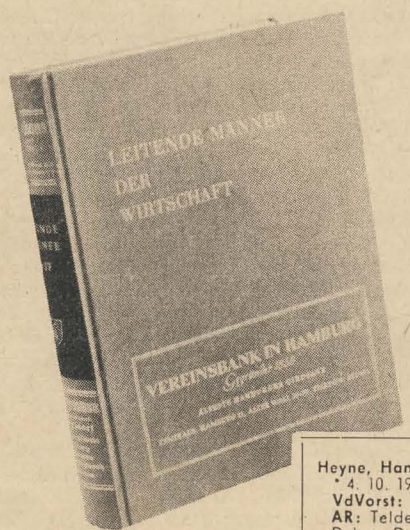
Unnötige Bedenken?

Telefunken ist eine Firma von Weltgeltung. Mit ihr begann die Geschichte der deutschen Hochfrequenzindustrie am Anfang dieses Jahrhunderts. Leider kann man heute nicht mehr von Telefunken als von einer rein deutschen Firma sprechen, denn Telefunken ist eine 100prozentige Tochtergesellschaft der AEG, und hinter der AEG steht die amerikanische General Electric Co., und hinter der General Electric steht die Morgan Group, eine der größten amerikanischen Bankengruppen, die auch in der Radio Corporation of America (RCA) und im Philips-Konzern starke Interessen besitzt. Aber dessen unbeschadet vollbringen die deutschen Arbeiter, Techniker, Konstrukteure und Ingenieure, die bei Telefunken arbeiten, technische Leistungen, die von Fachleuten in der ganzen Welt anerkannt werden. Wir achten ihre professionelle Tüchtigkeit und fühlen uns mit ihnen kollegial verbunden; und wir freuen uns, daß wir im vorigen Heft (Nr. 16/58) von RADIO UND FERNSEHEN einen Artikel von Herrn Schmidt aus dem Gerätewerk Hannover veröffentlichen konnten. Wir hoffen und sind davon überzeugt, daß dies nicht der letzte Artikel von westdeutschen Fachkollegen war, der in unserer Zeitschrift publiziert wurde.

Aber folgende Tatsache stimmt uns bedenklich. Bekanntlich gibt es in Westdeutschland keine volkseigene Industrie. Die Firma Telefunken GmbH gehört nicht dem Volke; sie gehört — wie wir schon sagten — der AEG und den hinter ihr stehenden westdeutschen und amerikanischen Kapitalgruppen. Das ist nicht die Schuld unserer westdeutschen Kollegen. Bekanntlich stimmten 1946 bzw. 1948 die übergroße Mehrzahl der Bürger von Hessen und Nordrhein-Westfalen für die Verstaatlichung der Grundstoff- und Schwerindustrie und wurde nur durch das Veto der amerikanischen bzw. englischen Besatzungsmacht daran gehindert, einen grundsätzlich ähnlichen Weg einzuschlagen, wie unseren in der heutigen DDR. Und nachdem die amerikanischen und deutschen Bankiers mit Hilfe der amerikanischen Militärs das deutsche Volk mit Erfolg daran hinderten, auch in Westdeutschland die Kriegsverbrecher davonzujagen, setzten sie an die Spitze der Telefunken GmbH Herrn Dr. Hans Heyne.
Wie unser Bild zeigt, ist Herr Dr. Heyne kein Unbekannter. In den Zeiten des unseligen Hitlerkrieges war er Wehrwirtschaftsführer, und zwar einer der prominentesten. In seiner berüchtigten Rede im Sportpalast am 5. Juni 1943 nannte Rüstungsminister Speer zwölf Namen von Wehrwirtschaftsführern, die als „führende Köpfe der Industrie" den hitlerschen Raubkrieg besonders aktiv unterstützten und es den Naziverbrechern überhaupt erst ermöglichten, ihren Krieg bis zum Mai 1945 auszudehnen und damit das deutsche Volk erst richtig in den Abgrund hineinzustoßen. Und unter diesen Zwölf nannte Speer auch Dr. Heyne, denselben Dr. Heyne, der heute Vorsitzender des Vorstandes der Telefunken GmbH ist.
Der Fall Dr. Heyne ist weder ein Einzel- noch ein Zufall. Die führende Wirtschaftszeitung der westdeutschen Großindustrie, das „Handelsblatt", teilte in seiner Nr. 72 vom 23. 6. 1958 mit, daß Herr Kurt Lotz Vorsitzender des Vorstands der Brown, Boveri & Cie. AG in Mannheim geworden sei. Seinen Lebensweg beschreibt das Blatt mit folgenden Worten: „Nach dem Abitur wurde der bei Kassel geborene Kurt Lotz aktiver Offizier und wurde 1942 in den Generalstab der Luftwaffe berufen, wo er vorwiegend mit Planungs- und Organisationsaufgaben betraut war, die ihn weit in die Bereiche der Wirtschaft hineinführten. — Seit Januar 1957 ordentliches Vorstandsmitglied, wurde er nunmehr mit dem Vorsitz des Vorstandes eines der führenden Unternehmen der deutschen Elektroindustrie beauftragt, das mit seinen Tochtergesellschaften fast 30000 Menschen beschäftigt." Eben! Und diese 30000 Menschen, fleißige, hochqualifizierte deutsche Facharbeiter, Techniker und Ingenieure, müssen auf das Kommando eines ehemaligen Generalstabsoffiziers mit besonderen Verdiensten um die Nazikriegswirtschaft hören! Ist es nur Zufall, daß gerade in diesen Tagen die in Bonn erscheinenden „Deutschen Informationen" mitteilen mußten, daß in Nordrhein-Westfalen eine Fabrik zur Herstellung atomarer Sprengköpfe errichtet werden soll und daß an dieser Produktion auch die Brown, Boveri & Cie. beteiligt sein werde? Ist es nur Zufall, daß Dr. Heyne in seiner Ansprache zur Erläuterung des Geschäftsberichts für das Jahr 1957/58 erklärte, die Rüstungsproduktion werde auch bei Telefunken immer „größeres Gewicht" erhalten? Hat man nicht vielmehr gerade deshalb diese alten Nazioffiziere und Wehrwirtschaftsführer an die Spitze der westdeutschen Hochfrequenzindustrie gestellt, damit sie dort genau die Wirtschaftspolitik machen, die der allgemeinen Politik in Westdeutschland („Schaffen Sie eine Pogromstimmung gegen die Sowjetzone und gegen die SED", sagte der amerikanische General Taylor anläßlich seines Besuches in Westberlin) entspricht und die sie immer schon machten?

Schäffer

Das Bild von Dr. Heyne wurde uns freundlicherweise vom VEB DEFA, Studio für Wochenschau und Dokumentarfilme zur Verfügung gestellt.



Heyne, Hans, Dr.-Ing., (1) Berlin NW 87, Sickingenstraße 71, * 4. 10. 1900 in Dresden
VdVorst: Telefunken GmbH., Berlin
AR: Teldec, Telefunken-Decca Schallplatten GmbH., Hamburg
Debeg Deutsche Betriebsgesellschaft für drahtlose Telegrafie, Berlin
Aufsichtsausschuß: Deutsche Versuchsanstalt f. Luftfahrt e. V., Essen

DIETER KELLER

Pulscodemodulation, eine moderne Modulationsart

Seit langem beschäftigt man sich mit der Mehrfachausnutzung eines einzigen Übertragungskanals, um dadurch die Rentabilität von Verkehrs- und Übertragungseinrichtungen zu erhöhen. Für diesen Zweck bieten sich prinzipiell zwei Möglichkeiten an: Die Frequenzselektion und die Zeitselektion.

Die Frequenzselektion wird sehr oft in der Trägerfrequenztechnik verwendet, indem man über einen Übertragungsweg (Leitung oder Richtfunkverbindung) mehrere unabhängige Frequenzen überträgt, die die zu übermittelnde Nachricht enthalten. Am Empfangsort werden diese Frequenzbänder einzeln ausgefiltert und getrennt weiterbehandelt (demoduliert bzw. weiter verstärkt). Während bei der Trägerfrequenztechnik die Mehrfachausnützung durch eine frequenzmäßige Staffelung der Nachricht geschieht, wird bei der Zeitselektion die Mehrfachausnützung durch eine zeitliche Staffelung vorgenommen.

Von der Zeitselektion wird leider noch zu wenig Gebrauch gemacht, da sie die Beherrschung verschiedener Sonderprobleme, wie die Erzeugung genügend schmaler und stabiler Impulse, verzerrungsarme und breitbandige Verstärker, Erzeugung, Verstärkung und Fortleitung von Zentimeterwellen usw. verlangt.

Bei der Zeitselektion geht man von der Tatsache aus, daß es nicht notwendig ist, eine kontinuierliche Übertragung des Signals vorzunehmen, sondern daß es genügt, einzelne Signalteile, sog. Modulationsproben, zu übermitteln.

In den Pausen zwischen den Impulsen ist es dann möglich, andere mit einer anderen Nachricht modulierte Impulse zu senden. Bei hochentwickelten Anlagen können so bis zu 100 NF-Kanäle über einen Leitungsweg übertragen werden.

Die Impulse kann man mit dem zu übertragenden Signal auf vier verschiedene Arten modulieren:

1. Puls-Amplituden-Modulation PAM,
2. Puls-Phasen-Modulation PPM,
3. Puls-Dauer-Modulation PDM,
4. Puls-Code-Modulation PCM.

Die interessanteste Art der Pulsmodulation ist die PCM. Bei der Pulsmodulation wird die Modulationsschwingung in einem zeitlich festgelegten Rhythmus abgetastet, und ein entsprechendes Signal der abgetasteten Amplitude wird dem Nachrichtenkanal vermittelt. Bei der PCM wird der Informationsinhalt in Impulsgruppen nach einem vorgegebenen Codierungssystem gesendet. Dabei haben Versuche ergeben, daß es nicht notwendig ist, eine unendlich große Zahl sehr kleiner Stufen zu verwenden.

Durch eine Quantisierung des Signals (Bild 1) werden nur ganz bestimmte Werte übertragen, so daß sich das System wesentlich vereinfacht. So braucht man für eine Sprachübertragung mit normaler Telefonqualität nur $2^5 = 32$ Zeichen und für eine brauchbare Musikübermittlung $2^7 = 128$ Zeichen.

Das Codesystem ist also auf eine Potenzreihe mit der Basis 2 nach einem Dual- oder Binärsystem aufgebaut. Das bringt einige entscheidende Vorteile, sowohl bei der Codierung, als auch bei der Decodierung. Zum Verschlüsseln der Nachricht verwendet man eine Katodenstrahlröhre, vor deren Anode eine besonders geformte Maske (Bild 2) angebracht ist. Die Maske wurde für 32 Stufen entwickelt und ist schematisch angedeutet. Man erkennt, daß zu jedem Amplitudenquant eine bestimmte Impulsgruppe gehört, die dem Momentanwert der Amplitude der Originalschwingung entspricht.

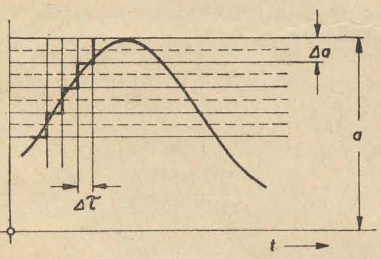


Bild 1: Stufenkurve

Die Modulationsprobe legt man über einen kleinen Kondensator (etwa 2000 pF) an eine der

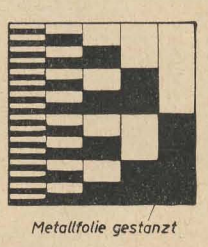


Bild 2: Maske, vor der Anode angeordnet

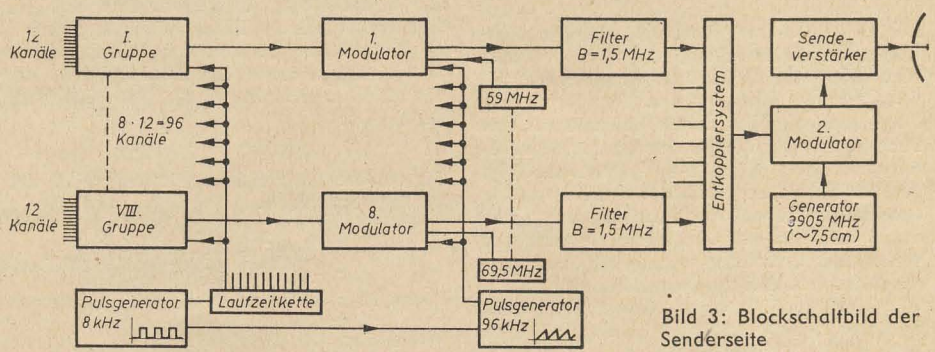


Bild 3: Blockschaltbild der Senderseite

Vertikalablenkplatten, während die andere an Masse liegt. Erreicht nun ein der Modulationsprobe entsprechender Spannungswert die Ablenkplatte, so wird der Strahl entsprechend angehoben. Durch die kleine Kapazität wird erreicht, daß der Strahl während der Horizontalablenkung nicht zu stark absinkt. Bei zu starkem Absinken entsteht eine falsche Impulsfolge, d. h. ein falsches Zeichen. Die Horizontalablenkung erfolgt mit einem üblichen Sägezahngenerator. Die dabei entstehenden Impulsgruppen werden dann übertragen.

Eine Anlage, die diese Modulationsart verwendet, soll nachfolgend beschrieben werden. Es handelt sich dabei um ein amerikanisches Richtfunkgerät, bei dem 12mal Zeitschachtelung und 8mal Frequenzschachtelung verwendet wird. Damit ist eine Übertragung von 96 Fernsprechkanälen möglich. In den verschiedenen Stufen des Gerätes werden nacheinander PAM, PCM und Frequenzschachtelung verwendet. Bild 3 zeigt das Blockschaltbild der Senderseite.

Am Eingang liegen 96 Fernsprechkanäle in 8 Gruppen zu je 12 Teilnehmern. Jede dieser ankommenden Leitungen liegt an dem Steuergitter einer Pentode, der über das Bremsgitter die Tastimpulse zugeführt werden (Bild 4). Dabei muß g_s so stark negativ sein, daß die Röhre gesperrt ist. Ist der Tastimpuls genügend positiv, wird die Röhre geöffnet. Während der Impulsdauer fließt ein Strom, dessen Größe von der Spannung am Steuergitter abhängt. Damit erhält man am Lastwiderstand R, der für alle Kanäle einer Gruppe gemeinsam ist, amplitudenmodulierte Impulse (PAM).

Die Tastimpulse für alle Taströhren liefert ein gemeinsamer Pulsgenerator. Damit wird ein absoluter Gleichlauf erreicht und der Geräteumfang kann geringer gehalten werden. Da nun aber in einer 12er-Gruppe die Impulse geschachtelt werden sollen, d. h. die 12 Kanäle nacheinander getastet werden müssen, werden die Tastimpulse über eine 11mal unterteilte Laufzeitkette geschickt und in ihr so verzögert, daß sie in der richtigen zeitlichen Reihenfolge die Taströhren erreichen.

Dieses Impulsgemisch einer Gruppe wird nun dem ersten Modulator zugeführt, in dem als wichtigstes Organ eine Coderöhre der oben beschriebenen Art verwendet wird. Diese wandelt nun die PAM in PCM um. Gleichzeitig nimmt diese Röhre auch die Quantisierung selbst vor, da jede Zeile eine bestimmte Höhe hat, um die der Strahl tolerieren kann, ohne daß ein anderes Zeichen erzeugt wird. Außerdem findet in dieser Stufe noch eine Modulation der Zeichen auf einen Zwischenträger von 59 MHz···68,5 MHz statt.

Ein nachgeschaltetes Filter mit jeweils 1,5 MHz Bandbreite unterdrückt dabei die auftretenden Harmonischen und beschneidet das Frequenzband jeder Gruppe.

Diesen acht Filtern folgen acht Röhren als Entkopplungs- und Pufferstufen. Man verwendet hier wegen der größeren Rückwirkungsfreiheit Pentoden, da bei diesen der Anodendurchgriff sehr gering ist. Die Röhren dieser Stufe haben einen gemeinsamen Außenwiderstand, an dem das Frequenzgemisch für einen weiteren Modulator abgenommen wird. Hier wird nun eine Frequenz von 3905 MHz moduliert und das Modulationsprodukt über einen Senderverstärker der Antenne — bei diesen Frequenzen ein Parabolstrahler oder ein Hornstrahler — zugeführt.

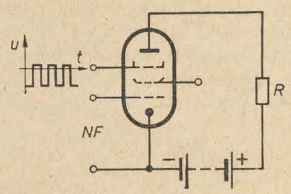


Bild 4: Eingangsschaltung

Zur Übertragung eines bestimmten Quantes werden in dieser Anlage sieben Einzelimpulse verwendet. Das entspricht 128 möglichen Codezeichen. Für eine gute Übertragung sind in bezug auf den Amplitudenbereich 128 Intervalle notwendig. Bei den gegebenen Voraussetzungen können also 2^n Schritte erzeugt werden. Setzt man den Wert 7 in den Exponenten n ein, so erhält man die erwähnten 128 Schritte oder Zeichen. Die Erfahrung lehrt, daß die Impulsfolgefrequenz so hoch sein muß, daß die höchste zu übertragende Frequenz während einer Periode mindestens zweimal abgetastet werden muß. Bei einer Grenzfrequenz von 3,4 kHz ergibt sich eine Tastfrequenz von etwa 8 kHz. Damit ergibt sich ein Impulsabstand von 125 μs, in dem 12 Impulse, von jedem Kanal einer, während eines Durchgangs untergebracht werden müssen. Es sind also etwa 10 μs Impulsdauer möglich.

Während diesen 10 μs werden an der Maske der Coderöhre sieben Einzelimpulse des dazugehörigen Zeichens abgenommen, die somit etwa 1 μs breit sein können. Aus Sicherheitsgründen, und da es außerdem noch notwendig ist, Synchronimpulse für die Empfangsanlage zu übermitteln, benutzt man Impulse von 0,4···0,5 μs Breite. Die Qualität der mit derartigen Werten übertragenen Sprache ist größer, als die normalerweise an eine solche Verbindung gestellten Anforderungen bezüglich NF-Bandbreite, Verzerrungen, Geräuschspannungsabstand usw.
Empfängerseitig werden genau so wie Senderseitig die gleichen Anlagen, nur in umgekehrter Richtung, verwendet. Hierbei ist lediglich die Decodierung etwas schwieriger. Doch auch hier wird das Dualsystem angewendet. Man benutzt eine ganz gewöhnliche Röhrenschaltung, bei der nur der Außenwiderstand durch einen Kondensator überbrückt ist (Bild 5). Erreicht der erste Impuls eines Zeichens das Steuergitter der ersten Röhre, so wird der Kondensator durch den Spannungsabfall am Anodenwiderstand auf einen bestimmten Spannungswert aufgeladen und entlädt sich über den parallelliegenden Widerstand nach der Formel

$$u = U \cdot e^{-\frac{t}{R \cdot C}}.$$

Die zur Decodierung kommenden Impulse gelangen an die RC-Kombination und werden dort einer bestimmten Zeit entsprechend auf einen relativen Wert entladen.
Folgt nach dem Impuls des Codezeichens eine Pause, so beträgt die Spannung am Kondensator nur noch $^1/_4$ des Ursprungswertes. Folgt nun ein Impuls, so überlagert sich der erneute Spannungsabfall mit der Kondensatorrestspannung, und der Entladevorgang beginnt von neuem. Der Entladungsvorgang klingt also exponentiell ab. Die nachgeschaltete Taströhre bewirkt durch ihre vom Sender erhaltenen Synchronimpulse, daß die Röhre im richtigen Zeitpunkt geöffnet wird. Durch diese Amplitudenentnahme wird immer die gewünschte Amplitude erhalten.
Da die Tastfrequenz, die in diesem Beispiel 8 kHz beträgt, nicht hörbar sein soll, nimmt man das NF-Signal über einen Tiefpaß mit einer oberen Grenzfrequenz von etwa 4 kHz ab und führt es dann dem Endverstärker zu.
Einen Nachteil der Pulscodemodulation stellt das bei der Codierung auftretende Quantisierungsrauschen dar. Dieses Rauschen entsteht dadurch, daß nicht der tatsächliche Momentanwert der Kurve übertragen wird, sondern ein gequantelter Wert, der ein Verbiegen der Kurve bewirkt. Dadurch wird aus der Sinusschwingung eine Treppenkurve, die durch ihre Unregelmäßigkeit mit einem „statistischen" Rauschen behaftet ist. Dieses Rauschen ist also nur vorhanden, wenn eine Modulation übertragen wird.

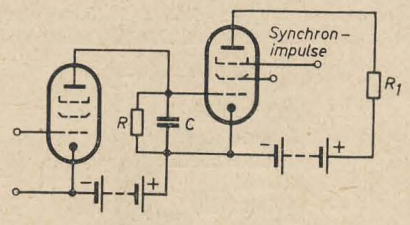


Bild 5: Demodulationsschaltung

Der Vorgang der Quantisierung ist im Bild 6 dargestellt. Daraus läßt sich die Rauschleistung der Quantisierung berechnen. Das Maß der Wiedergabetreue mit Bezug auf die Amplitude A ist das mittlere Quadrat der Entfernung zur Waagerechten durch den Punkt Q mit der quantisierten Amplitude Q. Die Gleichung lautet also:

$$(\Delta Q)^2 = (\overline{A} - \overline{Q})^2.$$

Die mittlere Quantisierungsleistung läßt sich wie folgt berechnen:

$$(\Delta Q)^2 \frac{1}{n} \sum x_n^2 = \frac{1}{n \cdot dx} \sum x_n^2 \cdot dx.$$

Hierin ist x ein beliebiger Abstand im Bereich von $Q \pm \frac{\Delta a}{2}$,

n die Zahl aller vorkommenden Abstände.

Wandelt man diese Summe in ein Integral um und setzt die Grenzen des Quantisierungsbereiches ein, so erhält man:

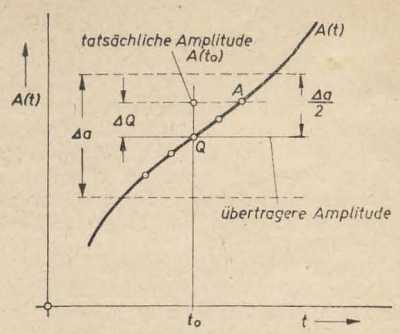


Bild 6: Quantisierungsvorgang

$$(\Delta Q)^2 = \frac{1}{\Delta a} \int_{-\frac{\Delta a}{2}}^{+\frac{\Delta a}{2}} x^2 \, dx = \frac{(\Delta a)^2}{12}.$$

Die Leistung des Quantisierungsrauschens ist

$$(\Delta Q)^2 = \frac{(\Delta a)^2}{12} = N_Q.$$

Aus dieser Gleichung erkennt man, daß das Rauschen von der Nutzleistung und von der Stufenhöhe abhängig ist.
Die Stufenzahl bzw. die Amplitudenschritte berechnen sich bei vorhandener Nutz- und Störleistung nach der Beziehung $s = \sqrt{\frac{N+S}{S}}$.
Sieht man von der Begleiterscheinung des Quantisierungsrauschens ab, so bringt die Anwendung der PCM wesentliche Vorteile durch ihre Mehrfachausnutzung der Übertragungskanäle.

Literatur

H. Frühauf: Moderne Verfahren der elektrischen Nachrichtenübertragung (Aufbauverlag).

Lehrbriefe der „Hochfrequenztechnik", TH-Dresden.

C. Rint: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Band IV.

Ing. K. BELTER, Mitarbeiter der Redaktion

Anwendung und mathematische Erklärung der Exponentialfunktion

Im Interesse vieler unserer Leser soll eine anschauliche Erklärung der e-Funktion ohne große mathematische Voraussetzungen gegeben werden. Auch der Bastler und der weniger technisch vorgebildete Leser weiß, daß die Exponentialfunktion eine bedeutende Stellung in der gesamten Elektrotechnik einnimmt.
Man stößt immer wieder auf RC- oder auf LC-Kombinationen und stellt sich oft die Frage, was bedeutet dabei eigentlich die e-Funktion und wie kommt sie zustande.

Erklärung der natürlichen Funktion e

Zum besseren Verständnis der nachfolgenden Rechnungen sei kurz auf die Rechnung mit Fakultäten und Binomialkoeffizienten eingegangen.
Unter der Fakultät einer Zahl versteht man das Produkt aller ganzen Zahlen von 1 bis zu der betreffenden Zahl. Die Fakultät der Zahl n wird ausgedrückt in

$$1 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 4 \cdot 5 \cdots (n-1) \cdot n.$$

Das Zeichen für die Fakultät ist ein Ausrufungszeichen (!).

Hierfür einige Beispiele.

$1 = 1! = 1$ (sprich 1 Fakultät)
$1 \cdot 2 = 2! = 2$ (sprich 2 Fakultät)
$1 \cdot 2 \cdot 3 = 3! = 6$ (sprich 3 Fakultät)
$1 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 4 = 4! = 24$ (sprich 4 Fakultät)

Das Symbol für den Binomialkoeffizienten ist $\binom{n}{p}$. n wird darin die Grundzahl genannt und p der Zeiger. Dafür einige Beispiele

$$\binom{n}{0} = 1; \quad \binom{n}{1!} = \binom{n}{1};$$

$$\binom{n}{2} = \frac{n(n-1)}{2!}; \quad \binom{n}{3} = \frac{n(n-1)(n-2)}{3!}$$

Die folgende Binomialreihe ist eine Potenzreihe. Aus dem Binom $(1 \pm x)^n$ entwickelt sich also eine Binomialreihe.

$$(1 \pm x)^n = 1 \pm \binom{n}{1} x + \binom{n}{2} x^2 \pm \binom{n}{3} x^3 + \cdots$$

Mit den ausgerechneten Binomialkoeffizienten ergibt sich:

$$(1 \pm x)^n = 1 \pm nx + \frac{n(n-1)}{2} x^2 \pm \frac{n(n-1)(n-2)}{6} x^3 + \cdots.$$

Wir gehen nun von dem in der Elektrotechnik bekannten Ausdruck $\left(1 + \frac{1}{m}\right)^m$ aus und erhalten folgende Reihe:

$$\left(1 + \frac{1}{m}\right)^m = \binom{m}{0} 1 + \binom{m}{1} \cdot \frac{1}{m} + \binom{m}{2} \frac{1}{m^2} + \binom{m}{3} \frac{1}{m^3} + \cdots. \quad (1)$$

Nach den vermittelten Kenntnissen können wir die Reihe ausrechnen und erhalten:

$$\left(1+\frac{1}{m}\right)^m = 1+1+\frac{\left(1-\frac{1}{m}\right)}{2} + \frac{\left(1-\frac{1}{m}\right)\left(1-\frac{2}{m}\right)}{6} + \cdots \quad (2)$$

Wird nun m unendlich groß (also $m \to \infty$), so erhält man:

$$\left(1+\frac{1}{m}\right)^m_{m\to\infty} = 1 + \frac{1}{1!} + \frac{1}{2!} + \frac{1}{3!} + \frac{1}{4!} + \cdots$$

und als Ergebnis: $1 + 1 + 0{,}5 + 0{,}166 + 0{,}0417 + \cdots = 2{,}718$ oder

$$\left(1+\frac{1}{m}\right)^m_{m\to\infty} = 2{,}718 = e\,.$$

Auf den Beweis, daß die Reihe konvergiert, wird hier verzichtet, Wir stellen fest: e ist die Basis der natürlichen Logarithmen.

Setzen wir nun in (1) statt $\frac{1}{m}$ $\frac{x}{m}$ ein, so ergibt sich folgende Reihe:

$$\left(1+\frac{x}{m}\right)^m = \binom{m}{0}1 + \binom{m}{1}\frac{x}{m} + \binom{m}{2}\frac{x^2}{m^2} + \binom{m}{3}\frac{x^3}{m^3} + \cdots.$$

Daraus folgt:

$$\left(1+\frac{x}{m}\right)^m = 1 + 1x + \frac{\left(1-\frac{1}{m}\right)}{2}x^2 + \frac{\left(1-\frac{1}{m}\right)\left(1-\frac{2}{m}\right)}{6}x^3 + \cdots.$$

Läßt man wiederum m unendlich groß werden, so wird

$$\left(1+\frac{x}{m}\right)^m_{m\to\infty} = 1 + \frac{1}{1!}x + \frac{1}{2!}x^2 + \frac{1}{3!}x^3 + \frac{1}{4!}x^4 + \cdots = 2{,}781^x.$$

Setzt man für $m = x \cdot n$ und läßt $x \cdot n$ gegen ∞ gehen, so schreibt man kurz:

$$\lim_{\to\infty}\left[\left(1+\frac{1}{n}\right)^n\right]^x = \sum_{n=0}^{n=\infty}\frac{x^n}{n!} = 2{,}781^x = e^x.$$

Anwendung für die Praxis

Für die Funktion e^{-x} ist natürlich dieselbe mathematische Entwicklung verbindlich. Nur muß dabei auf die entsprechenden negativen Vorzeichen geachtet werden.

$$2{,}728^{-x} = 1 - x + \frac{x^2}{2!} - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^4}{4!}\cdots$$

$$= \sum_{n=0}^{n=\infty}(-1)^n\frac{x^n}{n!} = e^{-x}. \quad (3)$$

Setzen wir nun für $x = \frac{t}{R\cdot C} = \frac{t}{\tau}$ (τ ist die Zeitkonstante) in (3) ein und wollen die an einem Kondensator liegende Spannung berechnen, so erhalten wir:

$$u_c = E\left\{1 - \left[1 - \frac{t}{\tau} + \frac{1}{2}\left(\frac{t}{\tau}\right)^2 - \frac{1}{6}\left(\frac{t}{\tau}\right)^3 + \frac{1}{24}\left(\frac{t}{\tau}\right)^4\cdots\right]\right\}. \quad (4)$$

Analog zu (4) können wir die Spannung, die sich am Kondensator während des Einschaltvorganges aufbaut, wie folgt mathematisch ausdrücken:

$$u_c = E\,(1 - e^{-x}) = E\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right).$$

In der Schaltung nach Bild 1 werden noch einmal die Verhältnisse veranschaulicht. Für den durch den Widerstand R fließenden Strom i ergibt sich:

$$i = \frac{E}{R}\cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (5)$$

und aus (5) für die am Widerstand R entstehende Spannung:

$$u_R = i \cdot R \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

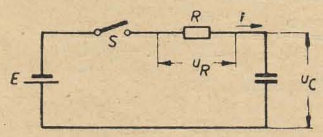


Bild 1: Zur Aufladung eines Kondensators

Betrachtung der e-Funktion in Kurvendarstellung

Die normale Form einer Exponentialfunktion ist durch den Ausdruck

$$y = m^{ax} \quad \text{gegeben.} \quad (6)$$

Darin bedeuten:

y = die abhängige Variable,
x = die unabhängige Variable, also eine Größe, die beliebige Werte annehmen kann,
a und m = konstante Größen.

An Stelle der unabhängigen Variablen x wird meistens die Zeit t eingesetzt. Die abhängige Variable y kennzeichnet in der Praxis meistens einen Strom oder eine Spannung als Funktion von der Zeit t.
Deshalb können wir (6) auch als Ausdruck $y(t) = e^{\alpha t}$ schreiben. Setzt man für $\alpha = \frac{1}{\tau}$, so erhält man

$$y(t) = e^{\frac{t}{\tau}}.$$

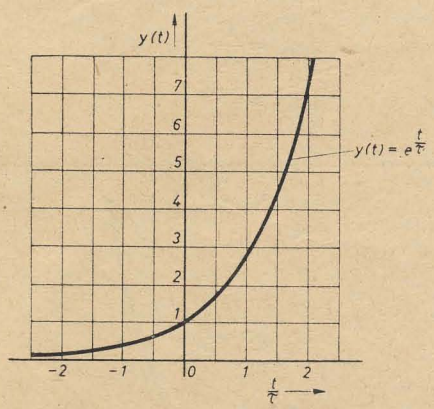


Bild 2: Darstellung der Funktion $y(t) = e^{\frac{t}{\tau}}$

Der Verlauf des Ausdruckes $y(t) = e^{\frac{t}{\tau}}$ wird im Bild 2 dargestellt und als natürliche Wachstumskurve bezeichnet. Die Gleichung $y(t) = e^{\frac{t}{\tau}}$ stellt also in rechtwinkligen Koordinaten die Exponentialkurve dar. Nun wollen wir uns für den Kurvenverlauf $y(t) = e^{\frac{t}{\tau}}$ einige wesentliche Merkmale einprägen.

1. Die Kurve geht unabhängig von der Zeitkonstante τ zur Zeit $t = 0$ durch den Ordinatenpunkt $y(t) = 1$.
2. In der Zeit $t = \tau$ wird $y(t) = 2{,}718 = e$.
3. Nach der Formel $y(t) = e^{\frac{t}{\tau}}$ besitzt die Funktion die Eigenschaft, innerhalb gleicher Zeiten um einen bestimmten Faktor ab- oder zuzunehmen.
   Sie wird also in den Abschnitten von τ (für $t = 2\tau$, $t = 3\tau$) den e-fachen Wert des vorherigen Abschnittes $t = (n-1)\,\tau$ annehmen. Dazu siehe Bild 3.
4. Ein weiteres wichtiges Merkmal ist die sogenannte Halbwertszeit. Unter Halbwertszeit versteht man die Zeit von $0{,}69\,\tau$. Diese Halbwertszeit ist für viele Berechnungen (wie z. B. bei der Impulsmodulation) sehr wichtig. Man kann den Verlauf der Funktion $y(t) = e^{\frac{t}{\tau}}$ auch so konstruieren, daß man die Funktion in Zeitabschnitte einteilt, in denen sich der vorhergehende Wert verdoppelt oder um die Hälfte kleiner wird. Für die Verdopplung gilt die Beziehung

$$\Delta t = \ln 2 \cdot \tau \approx 0{,}69\,\tau.$$

Im Bild 4 ist diese Verdopplung ($0{,}69\,\tau$) dargestellt.

Für die Funktion $y(t) = e^{-\frac{t}{\tau}}$ gilt sinngemäß dasselbe. Der Verlauf dieser Kurve ist praktisch

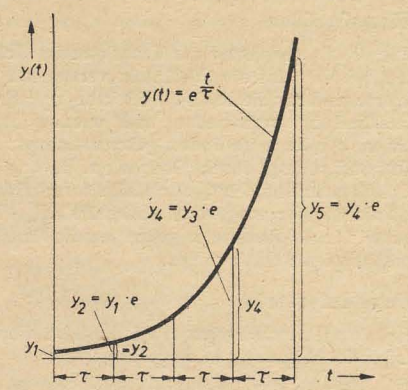


Bild 3: Anwachsen von y(t) um $y_x \cdot e$

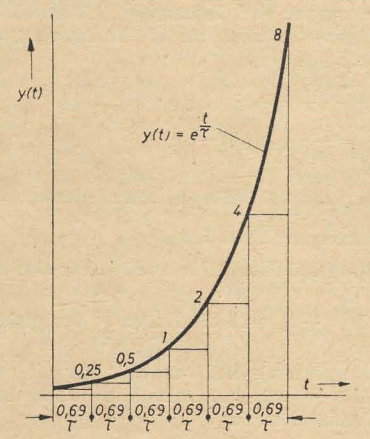


Bild 4: Halbwertszeit ($0{,}69\,\tau$) der Funktion $y(t) = e^{\frac{t}{\tau}}$

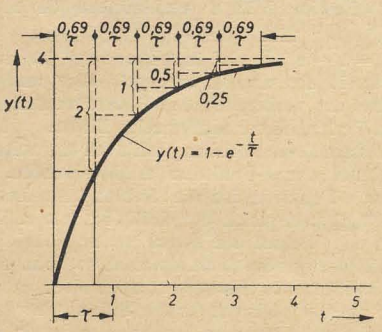


Bild 5: Halbwertszeit ($0{,}69\,\tau$) der Funktion $y(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}}$

WERNER TAEGER

Die IEC-Vorschläge zur Kennzeichnung von Transistoreigenschaften und -symbolen

Um dem Durcheinander bei der Kennzeichnung der Eigenschaften von Transistoren ein Ende zu machen, hat die IEC (International Electrotechnical Commission) beschlossen, Empfehlungen zur Vereinheitlichung der Nomenklatur der Halbleiter auszuarbeiten und zur Annahme vorzulegen. Es ist zu hoffen, daß diese Empfehlungen in absehbarer Zeit verbindlichen Charakter erhalten.

Nach dieser Vereinbarung werden die Elektroden von Transistoren Basis (B, b), Emitter (E, e) und Kollektor (C, c) genannt. Die Bezeichnung Block statt Basis soll nicht mehr angewendet werden.

Vierpolgrößen

Für die Beschreibung der Transistoreigenschaften bei NF wird die (h)-Matrix verwendet. Die Werte sind für die Basis-, Kollektor- und Emitterschaltung verschieden und werden durch ein b, c oder e im Index gekennzeichnet. Die Unterscheidung durch Striche (z. B. h'_{11} für Emitterschaltung, h''_{12} für Kollektorschaltung) ist nicht mehr vorgesehen (nach IEC h_{11e}, h_{12c} usw.). Die (h)-Parameter gelten jeweils für einen bestimmten Arbeitspunkt.

Betriebsformeln

Bei dem Transistorvierpol nach Bild 1 werden folgende Abkürzungen eingeführt:

$$H = \frac{h_{12} \cdot h_{21}}{h_{11} \cdot h_{22}}, \quad L = \frac{r_L}{r_L + 1/h_{22}}, \quad G = \frac{h_{11}}{r_g + h_{11}}.$$

Dann ergeben sich Gleichungen, die sowohl für die Basis- wie auch für die Emitterschaltung gelten.

Stromverstärkung:

$$v_i = \frac{i_2}{i_1} = h_{21}\,(1-L)$$

Spannungsverstärkung:

$$v_u = \frac{u_2}{u_1} = -\frac{1}{h_{21}} \cdot \left(\frac{H\,L}{1 - H\,L}\right)$$

Eingangswiderstand:

$$r_i = \frac{u_1}{i_1} = h_{11}\,(1 - H\,L)$$

Ausgangswiderstand:

$$r_o = \frac{u_2}{i_2} = \frac{1}{h_{22}\,(1 - H\,G)}$$

optimale Leistungsverstärkung:

$$v_{N\,opt} = \frac{h_{21}^2}{h_{11} \cdot h_{22}} \cdot \left(\frac{1}{1 + \sqrt{1 - H}}\right)^2$$

$v_{N\,opt}$ ergibt sich bei Anpassung der Eingangs- und Ausgangsseite. Dabei gilt

$$r_{g\,opt} = h_{11}\sqrt{1 - H}\,, \quad r_{L\,opt} = \frac{1}{h_{22}\sqrt{1 - H}}.$$

Für Hochfrequenz wird das im Bild 2 angegebene, von Giacoletto entwickelte Ersatzschaltbild (Emitterschaltung) verwendet. Der Doppelkreis bezeichnet eine innere Stromquelle, der Punkt b' den inneren Basispunkt, der Widerstand $r_{bb'}$ den inneren dynamischen Widerstand zwischen Basisanschluß und wirksamer Basisschicht. Es gelten die Zusammenhänge:

$$g_{b'e} \approx \frac{1}{r_e\,\alpha_{0e}},$$

$$C_{b'e} \approx \frac{1}{r_e\,2\pi f\,\alpha_b},$$

$$g_m \approx \frac{1}{r_e},$$

$$r_e = \frac{U_{TO}}{I_E}$$

mit $U_{TO} = 26 \cdot 10^{-3}$ V bei 25° C. Man bezeichnet mit r_e den differentiellen Widerstand der Emitterdiode im Arbeitspunkt.

Thermische Benennungen

Man bezeichnet mit

- T_j = Kristalltemperatur ($T_{j\,max}$ = maximal zulässige Kristalltemperatur),
- T_G = Gehäusetemperatur,
- T_{Ch} = Chassistemperatur,
- T_{ugb} = Umgebungstemperatur,
- K = Wärmewiderstand (in °C/W oder °C/mW) zwischen Sperrschicht j (= junction) und Umgebung (ugb) bei nicht zusätzlich bewegter Luft.

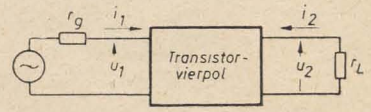


Bild 1: Transistorvierpol für niedrige Frequenzen

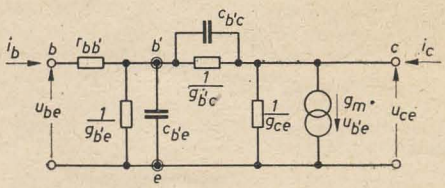


Bild 2: HF-Ersatzschaltbild-Emitterschaltung (nach Giacoletto)

Die maximal zulässige Kollektorverlustleistung N_{Cmax} berechnet man aus der Gleichung

$$N_{C\,max} = \frac{T_{j\,max} - T_{ugb}}{K}.$$

Für N_{Cmax} ist in manchen Fällen (Groß-Leistungstransistoren) exakter die gesamte im Transistor verbrauchte Leistung einzusetzen ($N_{CE} + N_{BE}$ oder $N_{CB} + N_{EB}$).

Stromverstärkung und Grenzfrequenz

Stromverstärkung bei kurzgeschlossenem Ausgang für kleine Signale ist

$$\alpha_e \quad \text{bzw.} \quad \alpha_b.$$

Das gleiche gilt bei der definierten Frequenz 1000 Hz:

$$\alpha_{0e} \quad \text{bzw.} \quad \alpha_{0b}.$$

Die Stromverstärkung für große Signale ist

$$\overline{\alpha_e} \quad \text{bzw.} \quad \overline{\alpha_b}.$$

Diese Werte hängen für die am häufigsten vorkommenden Basis- und Emitterschaltungen durch folgende Gleichungen zusammen:

$$\alpha_e \approx \frac{\alpha_b}{1 - \alpha_b} \quad \text{oder} \quad \alpha_b \approx \frac{\alpha_e}{1 + \alpha_e}$$

bzw.

$$1 - \alpha_b \approx \frac{1}{1 + \alpha_e}.$$

Die Stromverstärkung nimmt mit wachsender Frequenz ab. Die Grenzfrequenz f_α ist die Frequenz, bei welcher der Betrag der Stromverstärkung für kleine Signale α_e bzw. α_b auf den Wert $1/\sqrt{2}$, bezogen auf den Wert bei der Fre-

---

Fortsetzung von Seite 525

das Spiegelbild der Bilder 3 und 4. Für eine positive Zeit $+t_1$ muß die Kurve $e^{\frac{t}{\tau}}$ den gleichen Wert ergeben wie die Kurve $e^{-\frac{t}{T}}$ für die negative Zeit $-t_1$. Es gelten also hier die umgekehrten Verhältnisse, da

$$e^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{1}{e^{\frac{t}{\tau}}} \quad \text{ist.}$$

Für die im Bild 1 verbindliche Gleichung $y(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}}$ wird in Anwendung der Halbwertszeit der nachfolgende y(t)-Wert um die Hälfte des vorhergehenden Wertes vermindert. Den Verlauf dieser Kurve zeigt Bild 5.

In diesem Zusammenhang soll noch ein weiteres Merkmal der e-Funktion erklärt werden. In jeder e-Funktion ist die Subtangente immer konstant und gleich der Zeitkonstante τ. Will man den Verlauf der Kurve in der Nähe eines Punktes angenähert bestimmen, so kann man die Subtangente (Bild 6) gut anwenden.

Wir verstehen also unter der Subtangente eine Strecke zwischen dem berührenden Punkt der Tangente und dessen senkrechte Projektierung auf die t-Achse sowie der Projektierung der verlängerten Tangente auf die t-Achse.

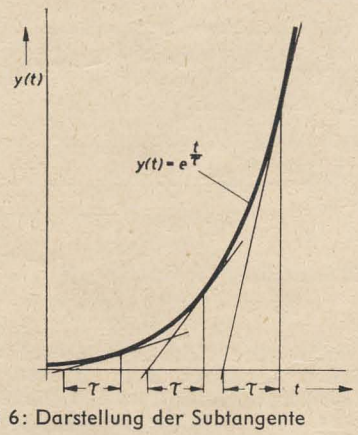


Bild 6: Darstellung der Subtangente

Zusammenfassung

Es wurde ein kurzer einfacher mathematischer Überblick über die e-Funktionen gegeben. Dieser Artikel war als elementare Einführung in allgemeine Einschaltvorgänge in der E-Technik gedacht und soll das Verständnis der e-Funktionen erleichtern. Alle elektrischen Ein- und Ausschaltvorgänge verlaufen im wesentlichen nach den beschriebenen e-Funktionen.

Literatur

Schlegel-Novak: Impulstechnik

quenz 1000 Hz, abgesunken ist. Es gilt angenähert:

$$\frac{f\,\alpha_b}{f\,\alpha_e} \approx \frac{\alpha_e}{\alpha_b}.$$

Rauschzahl

Die Rauschzahl F ist definiert als

$$F = \frac{N_r + N_{int}}{N_r}.$$

Hierin bedeuten:

N_r = maximal verfügbare, vom Generator an den Eingang gelieferte Rauschleistung (auf den Eingangswiderstand transformiert),

N_{int} = interne, vom Transistor selbst hervorgebrachte Rauschleistung (auf den Eingangswiderstand transformiert).

Die Rauschzahl F wird für eine bestimmte Frequenz — im allgemeinen 1000 Hz — bei sehr kleiner Bandbreite (≈ 1 Hz), eine definierte Kollektorspannung und für einen bestimmten Generatorwiderstand angegeben.

Allgemeine Symbole

R = statischer Widerstand

r = dynamischer Widerstand (in bestimmtem Kennlinienpunkt)

r_{ie} bzw. r_{ib} = dynamischer Eingangswiderstand in Emitter- bzw. Basisschaltung

r_{oe} bzw. r_{ob} = dynamischer Ausgangswiderstand in Emitter- bzw. Basisschaltung

R_g, r_g = Generatorinnenwiderstand

R_L, r_L = Lastwiderstand

Verstärkungen

v_{ie} bzw. v_{ib} = Stromverstärkung in Emitter- bzw. Basisschaltung

v_{ue} bzw. v_{ub} = Spannungsverstärkung in Emitter- bzw. Basisschaltung

V_N = Leistungsverstärkung (allgemein)

v_c = Mischverstärkung (beim Mischtransistor)

Leistungen

N_C, N_{CE} = Kollektorverlustleistung ($I_C \cdot U_{CE}$)

N_i = Eingangs-Wechselstromleistung (Steuerleistung)

N_o = Ausgangs-Wechselstromleistung

$N_=$ = aufgenommene Gleichstromleistung einer Stufe

(wenn Mißverständnisse ausgeschlossen sind, kann die aufgenommene Gleichstromleistung auch mit N_i bezeichnet werden).

Symbole verschiedener Größen

U_O = Batterie-, Speisespannung

U_r = Rauschspannung

U_R = Regelspannung (für Transistor-ZF-Verstärker)

V_T = Tastverhältnis (relative Einschaltdauer, duty cycle)

η = Leistungswirkungsgrad

η_u = Spannungswirkungsgrad

Spannungen

Bei Spannungsangaben werden zwei Indices verwendet; der zweite Index gibt den Bezugspunkt an, das Vorzeichen gilt für die Spannung gegen diesen Bezugspunkt:

Kollektor gegen Emitter, Kollektor negativ gegen Emitter ... $-U_{CE}$.

Bei im einzelnen noch festzulegenden Kennlinienpunkt ist die Kollektorrestspannung in Emitterschaltung ... $-U_{CEo}$.

Ströme

Die ohne Vorzeichen versehenen Symbole für die Ströme bezeichnen stets die konventionelle positive Stromrichtung, und zwar den zum Kristallinnern gerichteten Strom. Es ist dann

$$I_B + I_C + I_E = 0.$$

Da bei normalen Betriebseinstellungen der Emitterstrom — als positiver Strom in den Transistor gelangend — sich in Basis- und Kollektorstrom aufteilt, ist daher

$$I_B < 0,\ I_C < 0.$$

Damit Aussagen wie $I_{C1} < I_{C2}$ nicht mißverständlich werden, je nachdem, ob man die Beträge oder den wirklichen Wert meint, wird das Vorzeichen an das Symbol gefügt, z. B.:

$-I_C = 3$ mA (und nicht $I_C = -3$ mA).

Reströme (bei jeweils einer offenen Elektrode) werden durch den Index o bezeichnet. Bei den Reströmen geben die beiden Indices für die Elektroden den Stromkreis an, in welchem gemessen wird:

$-I_{CEO}$ = Kollektorreststrom bei offenem Basisstromkreis,

$-I_{CBO}$ = Kollektorreststrom bei offenem Emitterstromkreis,

$-I_{EBO}$ = Emitterreststrom bei offenem Kollektorstromkreis.

Ing. KARL OTTO und Ing. HORST MÜLLER

Spezielle Anpassungsprobleme bei Transistorverstärkern

In der Verstärkertechnik werden hohe Eingangswiderstände immer dann erforderlich, wenn der Geber, z. B. eine zu messende Spannungsquelle, hochohmig ist und die Belastung durch den Verstärker zu einer Verfälschung des Meßergebnisses führen würde. Da die gebräuchlichste Transistorschaltung, die einfache Emitterschaltung, einen relativ niederohmigen Eingangswiderstand besitzt, müssen entsprechende Anpassungsglieder mit $r_E > r_A$ eingeschaltet werden.

Diese Anpassungsforderungen erfüllt z. B. ein Übertrager, doch erweisen sich hier der Frequenzgang, die Dämpfung und die Phasenverhältnisse häufig als recht ungünstig, vor allem wenn der Übertrager in wirtschaftlich tragbarer Ausführung gehalten werden muß. Bei Gleichspannungsverstärkern, z. B. für Fotozellenverstärker oder für p_H-Wert-Messer scheidet er sogar völlig aus. In solchen Fällen ist es zweckmäßig, Impedanzwandlerstufen mit Transistoren zu verwenden, für die es mehrere Schaltungsmöglichkeiten gibt.

Häufig wird die Kollektorschaltung angewendet, bei der ein in gewissen Grenzen veränderlicher Eingangswiderstand eingestellt werden kann. Dabei kann der Eingangswiderstand r_E größer werden als der Abschlußwiderstand R_L. Obwohl die Spannungsverstärkung hier immer kleiner als eins ist, ergibt diese Schaltung noch eine Leistungsverstärkung, auf die es beim Transistorverstärker ankommt.

Für den optimalen Anpassungsfall mit $R_L = 1{,}2$ kΩ und $R_G = 35$ kΩ wird $g_{opt} \approx 15$ dB[1]). Bild 1 zeigt das Prinzip der Kollektorschaltung, bei welcher der Kollektor die gemeinsame Elektrode für den Ein- und Ausgang ist. Die praktische Ausführung einer Kollektorstufe ist im Bild 2 dargestellt. Der Arbeitspunkt wird mit R_1 eingestellt. Der im Emitterkreis liegende Widerstand R_a ist der Außenwiderstand. Die Parallelschaltung von R_a und dem Eingangswiderstand der folgenden Stufe ist der Abschlußwiderstand R_L.

Der Eingangswiderstand r_E im Bild 3 folgt als Funktion von R_L der Beziehung

$$r_E = \frac{h''_{11} + R_L \cdot \Delta h''}{1 + h''_{22} R_L},$$

wobei $\Delta h'' = h''_{11} \cdot h''_{22} - h''_{12} \cdot h''_{21}$ ist.

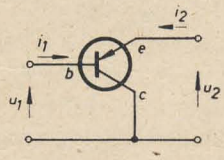


Bild 1: Kollektorschaltung

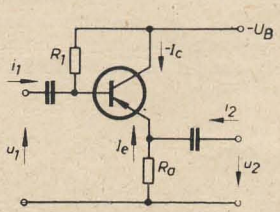


Bild 2: Praktische Ausführung einer Kollektorschaltung

Mit folgenden mittleren Kennwerten des Transistors OC 811 in Kollektorschaltung,

$h''_{11} = 1{,}6$ kΩ; $-h''_{21} = 29$;

$h''_{12} \approx 1$; $h''_{22} = 39 \cdot 10^{-6}$ S;

gilt, da $h''_{11} \cdot h''_{22} \ll h''_{21} \cdot h''_{12}$ und $h''_{12} \approx 1$ ist, die Näherung $\Delta h'' \approx h''_{21}$.

Hiermit wird

$$r_E \approx \frac{h''_{11} - R_L \cdot h''_{21}}{1 + h''_{22} \cdot R_L}.$$

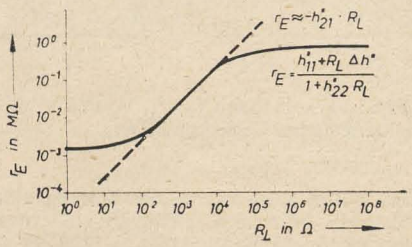


Bild 3: $r_E = f(R_L)$ des OC 811 in Kollektorschaltung für mittlere Kennwerte ($h'_{21} = 40$)

Für den im wesentlichen benutzten Bereich, in dem die Bedingungen $h''_{11} \ll R_L \cdot h''_{21}$ und $h''_{22} \cdot R_L \ll 1$ gelten, vereinfacht sich vorstehende Gleichung zu

$$r_E \approx -h''_{21} \cdot R_L$$

und mit $-h''_{21} = 1 + h'_{21}$ zu

$$r_E \approx R_L (1 + h'_{21}).$$

---

[1]) Siehe RADIO UND FERNSEHEN Nr. 21 (1957) S. 660.

Wie aus Bild 3 hervorgeht, steigt r_E in dem Bereich $R_L \approx 200\ \Omega$ bis $R_L \approx 10^4\ \Omega$ etwa linear mit R_L an. Die Steigung dieser Geraden wird durch h'_{21} bestimmt.
Wird R_L so klein, daß das Produkt $R_L \cdot h''_{21}$ in die Größenordnung von h''_{11} kommt, so muß h''_{11} berücksichtigt werden, wodurch r_E nach kleinen R_L hin einen konstanten Wert annimmt. Das Gleiche geschieht, wenn R_L so groß wird, daß $h''_{22} \cdot R_L \geqq 1$ wird.
In diesem Fall muß der Nenner $1 + h''_{22} \cdot R_L$ der Beziehung für r_E berücksichtigt werden, wodurch der Anstieg von r_E nach hohem R_L hin begrenzt wird.
Da r_E durch entsprechende Wahl von R_L nur in gewissen Grenzen erhöht werden kann, müssen für extrem hohe Eingangswiderstände Transistoren mit relativ großem h''_{21} bzw. h'_{21} verwendet werden. Theoretisch lassen sich mit einer Kollektorschaltung Eingangswiderstände von einigen MΩ erzeugen. Bei einem Transistor mit z. B. $h''_{21} \approx 100$ würde mit $R_L = 10^5\ \Omega$ der Eingangswiderstand nach der vollständigen Formel $r_E \approx 2$ MΩ betragen. Zur Erzeugung des hierfür benötigten $R_L = 10^5\ \Omega$ wären jedoch eine weitere Kollektorstufe oder eine entsprechend gegengekoppelte Emitterstufe erforderlich.
Der höchste mit einfachen Mitteln zu realisierende Eingangswiderstand dürfte etwa bei 1 MΩ liegen. Dies hängt einmal von den Stromverstärkungswerten ab, die im Durchschnitt bei 20 bis 50 liegen und zum anderen von der Einstellmöglichkeit des Arbeitspunktes. Für $r_E = 1$ MΩ muß der Widerstand R_1 (im Bild 2) größer als 1 MΩ sein, so daß zur Einstellung eines geeigneten Arbeitspunktes eine sehr hohe Batteriespannung erforderlich wird.

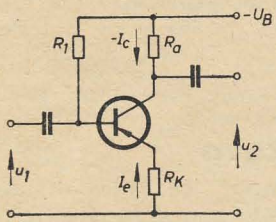


Bild 4: Serienstromgegengekoppelte Emitterschaltung

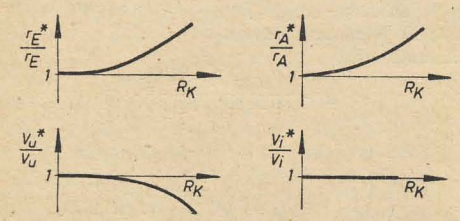


Bild 5: Verhalten von r_E, r_A, V_u und V_i einer Emitterstufe bei Gegenkopplung

Eine weitere Möglichkeit, hohe Eingangswiderstände zu bekommen, bietet die serienstromgegengekoppelte Emitterstufe (s. Bild 4). Die Gegenkopplung erfolgt mit dem Emitterwiderstand R_K. Die Tendenzen der Verhältnisse der gegengekoppelten zu den nicht gegengekoppelten Größen von r_E, r_A, V_u und V_i als Funktionen des Gegenkopplungsgrades durch R_K zeigt Bild 5. Die gegengekoppelten Größen sind darin mit r_E^*, r_A^*, V_u^* und V_i^* bezeichnet.
Aus Bild 5 geht hervor, daß der Ein- und Ausgangswiderstand mit größer werdender Gegenkopplung ansteigt, die Spannungsverstärkung absinkt, während die Stromverstärkung unbeeinflußt bleibt.
Zur überschlägigen Rechnung können mit hinreichender Genauigkeit folgende Beziehungen[1]) benutzt werden:

Eingangswiderstand: $r_E^* \approx V_i \cdot R_K$,

Spannungsverstärkung: $V_u^* \approx \frac{R_L}{r_E} \cdot V_i$

oder mit eingesetztem r_E^*: $V_u^* \approx \frac{R_L}{R_K}$.

In den folgenden Beispielen soll an Hand von Gegenüberstellungen für eine bestimmte Aufgabe die günstigste Schaltung ausgesucht werden.
Gefordert wird ein Eingangswiderstand von 300 kΩ, der an eine Emitterstufe mit $r_E = 1{,}6$ kΩ angepaßt werden soll. Die Leistungsverstärkung muß mindestens 35 dB betragen. Die Batteriespannung ist 6 V. Es sollen Transistoren OC 811 verwendet werden.

Eine Kollektorstufe

Bei einem angenommenen $R_a = 3$ kΩ wird mit dem dazu parallelen r_E der nachfolgenden Emitterstufe von 1,6 kΩ der wirksame Abschlußwiderstand $R_L \approx 1$ kΩ.
Für den geforderten Eingangswiderstand $r_E = 300$ kΩ ist jedoch nach der Formel $r_E \approx R_L (1 + h'_{21}) = -h''_{21} \cdot R_L$ bei dem durchschnittlichen $h'_{21} = 40$ ein Abschlußwiderstand von

$$R_L \approx \frac{r_E}{h''_{21}} = \frac{300 \cdot 10^3}{40} = 7{,}5\ \text{k}\Omega$$

notwendig. Die Aufgabe ist also mit einer Kollektorstufe nicht lösbar.

Zwei hintereinandergeschaltete Kollektorstufen

Die erste Stufe mit einem Transistor des Typs OC 811 ergibt bei $r_E = 300$ kΩ und $R_L = 7{,}5$ kΩ eine Leistungsverstärkung von 14 dB. Die zweite Stufe, mit dem gleichen Transistor bestückt, benötigt für $r_E = 8$ kΩ einen Lastwiderstand von $R_L = 0{,}2$ kΩ, wobei die Leistungsverstärkung etwa 15 dB beträgt. Die Gesamtverstärkung der beiden Kollektorstufen ist also 29 dB. Die Anpassungsbedingungen sind zwar erfüllt, jedoch ist die Verstärkung zu gering. Die Schaltung ist ungeeignet.

Eine gegengekoppelte Emitterstufe

Die gegengekoppelte Emitterstufe arbeitet nahezu im Kurzschluß, so daß $V_i \approx h'_{21}$ gesetzt werden kann. Gemäß den bereits oben angeführten Bedingungen ist dann

$$r_E^* \approx V_i \cdot R_K \approx h'_{21} \cdot R_K.$$

Um ein $r_E^* = 300$ kΩ zu erhalten, muß also für $h'_{21} = 40$

$$R_K \approx \frac{r_E^*}{h'_{21}} = \frac{300 \cdot 10^3}{40} = 7{,}5\ \text{k}\Omega$$

groß sein. R_a sei wieder 3 kΩ. Mit $R_L = 1$ kΩ ergibt sich dann eine Spannungsverstärkung von

$$V_u^* \approx \frac{R_L}{R_K} = \frac{1}{7{,}5} \approx 0{,}13.$$

Das bedeutet eine nicht ausreichende Leistungsverstärkung. Auch diese Schaltung ist unbrauchbar.

Zwei in Reihe geschaltete gegengekoppelte Emitterstufen

Für zwei serienstromgegengekoppelte Emitterstufen, die in Reihe geschaltet sind, lassen sich überschlägig folgende ausreichende Anpassungs- und Verstärkungsbedingungen errechnen. Mit $R_L \approx 8$ kΩ der ersten Stufe wird deren Leistungsverstärkung

$$g = V_u^* \cdot V_i \approx \frac{R_L}{R_K} \cdot h'_{21} = \frac{8}{7{,}5} \cdot 40 \approx 42 \triangleq 17\ \text{dB}.$$

Der Gegenkopplungswiderstand R_K der zweiten Stufe ist für $h'_{21} = 40$ und $r_E = 8$ kΩ

$$R_K \approx \frac{8 \cdot 10^3}{40} = 0{,}2\ \text{k}\Omega$$

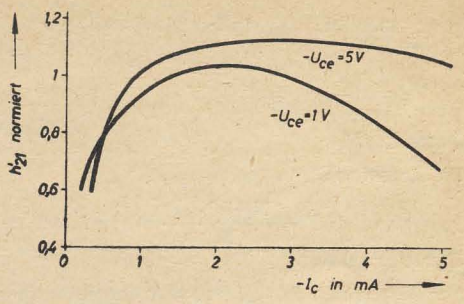


Bild 6: $h'_{21} = f(-I_c)$ mit $-U_{ce}$ als Paramter des OC 811

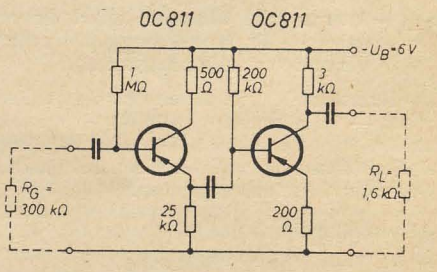


Bild 7: Zweistufiger Verstärker mit einer Kollektor- und einer Emitterstufe

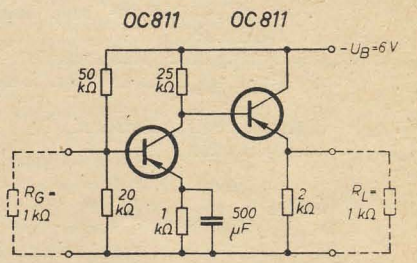


Bild 8: Verstärker mit einer Emitter- und einer Kollektorstufe mit niederohmigem Ein- und Ausgangswiderstand

und mit $R_L = 1$ kΩ ergibt dies eine Leistungsverstärkung von

$$g \approx \frac{1}{0{,}2} \cdot 40 = 200 \triangleq 23\ \text{dB}.$$

Mithin ist die Gesamtverstärkung 40 dB.

Nachteilig wirken sich jedoch die großen Widerstände $R_K = 7{,}5$ kΩ und $R_a = 3$ kΩ der ersten Stufe, die in Reihe zum Transistor liegen, in bezug auf den Gleichstromarbeitspunkt aus. Der bei der vorgegebenen Batteriespannung von 6 V mit diesen Widerständen einstellbare Kollektorstrom ist so klein ($-I_c < 0{,}5$ mA), daß h'_{21} auf Grund der Arbeitspunktabhängigkeit der Kennwerte (Bild 6)[2]) stark abfällt und somit die Leistungsverstärkung ungünstig beeinflußt. Außerdem wird die Aussteuerbarkeit des Verstärkers merklich verkleinert.
Die maximale Größe für R_K ergibt sich demnach unter Berücksichtigung von Batteriespannung und Aussteuerung.
Ein sinnvoller Aufbau des Verstärkers in der beschriebenen Form ist nur mit einer wesentlich höheren Batteriespannung möglich. Die Schaltung ist deshalb ebenfalls nicht geeignet.

Erste Stufe in Kollektorschaltung, zweite Stufe in Emitterschaltung mit Gegenkopplung

Bild 7 zeigt das prinzipielle Schaltbild. Die Leistungsverstärkung beträgt, wie bereits berechnet, in der Kollektorstufe 14 dB und in der

[1]) „Eigenschaften und Anwendungen des Flächentransistors" Teil 1 von W. Rosenberg, Nachrichtentechnik Nr. 11 (1956) S. 495.

[2]) Siehe RADIO UND FERNSEHEN Nr. 21 (1957) S. 661.

Emitterstufe 23 dB. Das ergibt über den gesamten Verstärker $g_{ges} = 37$ dB und $V_{u\,ges} \approx 4$. Die Anpassungsbedingungen sind ebenfalls erfüllt. Die Schaltung ist also brauchbar.

Da der Widerstand R_1 zur Einstellung des Arbeitspunktes groß gegen r_E sein muß, um diesen nicht unzulässig zu verringern, wurde er für die erste Stufe mit 1 MΩ gewählt. Der Arbeitspunkt erhält seinen genauen Wert durch den 500-Ω-Widerstand vor dem Kollektor. Der Außenwiderstand R_a ist unter Berücksichtigung des Eingangswiderstandes der zweiten Stufe 25 kΩ. Mit den eingestellten Arbeitspunkten ist es möglich, bis zu einer maximalen Eingangsspannung $U_{1max} = 250$ mV eine lineare Vertsärkung zu erhalten. Der Frequenzgang des Verstärkers ist von den gewählten Koppelkondensatoren abhängig.

Zur Stabilisation der Emitterstufe ist es zweckmäßig, zwischen Basis und Masse einen Stabilisationswiderstand einzufügen, der für gute Stabilisation gegen den Gleichstrom-Eingangswiderstand klein, jedoch zur Vermeidung zu großer Bedämpfung des Eingangs groß gegen r_E sein muß[1]). Hier muß ein Kompromiß zwischen diesen beiden sich entgegenstehenden Forderungen getroffen werden. Gewählt wird dieser Widerstand mit 50 kΩ. Zur Verbesserung der Stabilisierung kann gegebenenfalls noch eine Parallel-Spannungsgegenkopplung hinzugefügt werden, wodurch allerdings der Eingangswiderstand etwas verringert wird. Noch ungünstiger ist das Problem bei der Stabilisation der Kollektorstufe, denn hier müßte ein Stabilisationswiderstand zwischen Basis und Masse einige 100 kΩ betragen. Für eine gute Stabilisation muß er jedoch so klein wie möglich sein. Zweckmäßig sollten deshalb für diese Schaltung zur Einschränkung des Einflusses der Exemplarstreuung Transistoren mit ausgesuchtem h'_{21} zur Verwendung kommen. Für die Temperatur-Stabilisation wären evtl. NTC-Widerstände einzusetzen.

Zum Abschluß soll noch ein spezielles Schaltungsbeispiel angeführt werden. Bild 8 zeigt einen Verstärker, bei dem der Eingangswiderstand und der Ausgangswiderstand je 1 kΩ betragen.

Dies wurde durch die Zusammenschaltung einer Emittereingangsstufe und einer Kollektorausgangsstufe erreicht. Die Spannungsverstärkung beträgt etwa 100. Die Leistungsverstärkung wird mit der Beziehung

$$g = V_u^2 \frac{R_G}{R_L} = 100^2 \frac{1}{1} = 10000 \triangleq 40\ \text{dB}.$$

Außer den hier aufgezeigten Beispielen werden Kollektorstufen auch noch als Gegentakt-Treiberstufen für Leistungsendstufen und vor allem in fotoelektrischen Verstärkern zur Anpassung an die Fotozellen und Fotowiderstände angewendet.

Literatur

Arguimbau-Adler: Vacuum-Tube Circuits and Transistors, John Wileys & Sons, New York 1956.

R. F. Shea: Transistor circuit engineering, John Wileys & Sons, New York 1957.

Rost: Kristallodentechnik, Verlag von Wilhelm Ernst & Sohn, Berlin.

W. Rosenberg: Eigenschaften und Anwendungen des Flächentransistors, Teil 1, Nachrichtentechnik Nr. 11 (1956).

Werner Benz: Grundlagen für die rechnerische Behandlung von Transistorverstärkern mit Reihen- und Parallelrückkopplung, Telefunken-Zeitung, Juni 1955.

W. Glaser: Rechnerische Behandlung der rückgekoppelten Transistorschaltung, Nachrichtentechnik Nr. 4 (1957).

J. Vith: Transistoren — Schaltungstechnik in NF-Verstärkern, ETZ-A Bd. 75. H. 11 (1954).

F. Weitzsch: pnp-Flächentransistor Kompendium, Valvo Berichte, Band III, Nr. 1 Febr. 1957.

K. Otto u. H. Müller: Transistor-Niederfrequenzverstärker, RADIO UND FERNSEHEN Nr. 21 (1957) S. 658 und Nr. 23 (1957) S. 728.

[1]) Siehe RADIO UND FERNSEHEN Nr. 23 (1957) S. 729

H. JAKUBASCHK

Transistor als Impedanzwandler

m folgenden wird auf eine interessante Einsatzmöglichkeit von Transistoren hingewiesen. Beim Anschluß eines Kristallmikrofons an einen Vorverstärker ist die dazwischenliegende Leitungslänge wegen der hochohmigen Mikrofonanpassung auf wenige Meter begrenzt. Es ist jedoch oft erwünscht und erforderlich, eine längere Leitung zwischen Mikrofon und Vorverstärker einzuschalten. Hierfür stand bisher nur das erheblich teurere Tauchspulmikrofon zur Verfügung. Wesentlich preisgünstiger ist es, auch das Kristallmikrofon über größere Leitungslängen zu betreiben. Diese Möglichkeit besteht, wenn das Mikrofon mit einem Impedanzwandler zusammengeschaltet wird.

Bild 1 zeigt die Schaltung dieses Impedanzwandlers. Der Transistor wird in Kollektorschaltung betrieben. Diese Kollektorschaltung zeichnet sich durch einen hohen Eingangswiderstand aus, der in der Größenordnung der Kristallmikrofonimpedanz liegt. Die NF wird ausgangsseitig am Emitter abgenommen, die Ausgangsimpedanz liegt bei etwa 10 kΩ. Wenn der nachfolgende Mikrofonverstärker eine Eingangsimpedanz von 10···50 kΩ hat, ist ohne weiteres die Verwendung eines langen Mikrofonkabels möglich, das natürlich abgeschirmt sein muß.

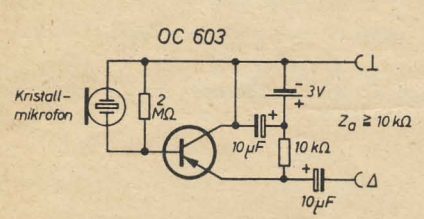


Bild 1: Schaltung des Impedanzwandlers

Die Schaltung erfordert außer dem Transistor lediglich zwei Kleinstwiderstände und zwei Kleinstelkos sowie eine kleine 3-V-Stabbatterie. Das ganze Gerät kann ohne Schwierigkeit im Handgriff des Mikrofons untergebracht werden. Die 3-V-Stabbatterie (Trockenelemente) wird ohne Schalter direkt in die Verdrahtung eingelötet. Die Stromaufnahme des Transistors beträgt nur etwa 0,15 mA. Eine normale Taschenlampenstabbatterie würde im Dauerbetrieb weit über 10000 Betriebsstunden leisten. Diese Betriebsdauer liegt bereits in der Größenordnung der natürlichen Lagerfähigkeit eines Trockenelementes, so daß eine Abschaltmöglichkeit für die Batterie keine Vorteile bringt. Der ständig fließende minimale Strom wirkt sich vorteilhaft für die Batterie aus, während er für den Transistor keine Nachteile bringt. Das komplette Mikrofon benötigt daher, außer einem etwa jährlichen Batteriewechsel, keinerlei Wartung oder besondere Bedienung. Es kann wie jedes normale Mikrofon benutzt werden, z. B. als robustes Handmikrofon für Reportagezwecke u. ä.

Bei Platzmangel oder geringeren Ansprüchen können sogar die beiden Elkos ohne weiteres entfallen. Allerdings wirkt sich dann u. U. eine beginnende Batteriealterung wesentlich früher aus. Ferner muß dann darauf geachtet werden, daß die vom Mikrofonausgang kommende Leitung gleichstrommäßig nicht kurzgeschlossen wird.

Die Spannungsverstärkung der Impedanzwandlerstufe liegt etwa bei 1. Die vom Impedanzwandler abgegebene Spannung entspricht also größenordnungsmäßig der Spannung, die vom Kristallmikrofon entnommen wird. Es ist also der übliche Mikrofonvorverstärker mit entsprechend geringerer Eingangsimpedanz erforderlich. Bereits vorhandene Kristallmikrofonvorverstärker können ohne jede Änderung verwendet werden. Bild 2 veranschaulicht die Größe des handlichen Mustergerätes.

Im Mustergerät fand ein rauscharmer Transistor vom Typ OC 603 (TFK) Verwendung. Die abgegebene Rauschspannung lag, bezogen auf einen Schalldruck von 1 µb, etwa 40 dB unter der abgegebenen NF-Spannung. Dieser Rauschabstand macht sich nicht mehr störend bemerkbar. Versuche ergaben, daß andere Transistortypen — je nachdem wie groß der Rauschfaktor war — teilweise wesentlich stärker rauschten. Mit den derzeit vorhandenen NF-Transistoren (OC 810) ist ein Sprechabstand vom Mikrofon von etwa 0,5 m bei einem Rauschabstand von etwa 20 dB auch in ungünstigen Fällen zu erreichen.

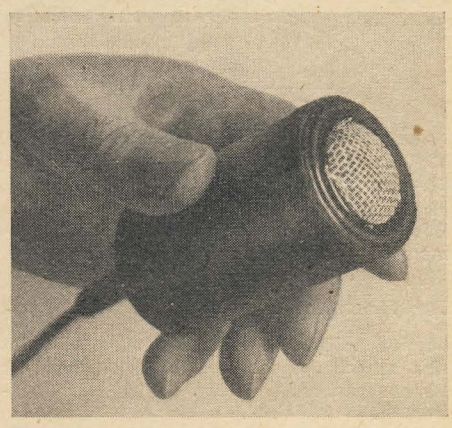


Bild 2: Mikrofon mit eingebautem Impedanzwandler

Diese Schaltung bietet überall dort Vorteile, wo im praktischen Betrieb Bewegungsfreiheit für das Mikrofon bei nicht übermäßig hoher Empfindlichkeit verlangt wird. Besonders bei „fliegenden" Einsätzen, wo jedes zusätzliche Kabel oder Gerät stört. Hier ist das „Transistor-Mikrofon" einsatzmäßig dem einzig vergleichbaren Tauchspultyp preis- und gewichtsmäßig weit überlegen.

ERNST BOTTKE

Über die Messung der statischen Daten von Germaniumdioden

Wenn auch bei den meisten hochfrequenztechnischen Anwendungen von Germaniumdioden, insbesondere von Punktkontaktdioden, die dynamischen Eigenschaften von ausschlaggebender Bedeutung sind, so bilden doch die statischen, d. h. die mit Gleichstrom gemessenen Daten die Grundlage für die typenmäßige Kennzeichnung.

Bei der Verwendung von Germaniumdioden in Meßinstrumenten wird man ebenfalls von bestimmten Punkten der statisch ausgemessenen Kennlinie ausgehen und danach bestimmte Diodenexemplare auswählen. Nach dem DIN-Entwurf 41780 vom Juli 1955 kann man die statischen Eigenschaften eines Diodentyps oder einer Einzeldiode wie folgt kennzeichnen:

1. durch den Durchlaßstrom bei einer bestimmten in Durchlaßrichtung anliegenden Spannung,
2. durch die Spannung, die bei einem bestimmten Durchlaßstrom an den Diodenklemmen auftritt.

Für die Messung der Diodendaten im Sperrbereich gilt sinngemäß dasselbe. Es soll nun durch prinzipielle Betrachtungen über die Diodenkennlinien gezeigt werden, daß das zweite Verfahren in gewisser Beziehung für die Kennzeichnung und Messung der Durchlaßeigenschaften von Dioden vorteilhafter ist.

Will man einen linearen, ohmschen Widerstand durch den Strom kennzeichnen, von dem er bei einer bestimmten Spannung durchflossen wird, muß man eine Strom- und eine Spannungsmessung durchführen. Man erhält dann durch die unvermeidlichen Toleranzen der Meßinstrumente eine Meßunsicherheit, die im ungünstigsten Falle gleich der Summe der Fehler bei der Strom- und Spannungsmessung ist. Diese an sich bekannte Tatsache soll nochmals mathematisch erläutert werden (Bild 1).

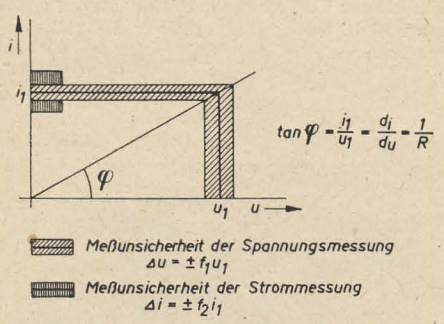


Bild 1: Meßunsicherheit der Strom-Spannungsmessung (reeller Widerstand)

Der Widerstand R oder der Leitwert $\frac{1}{R}$ soll durch den Strom i_1 bestimmt werden. Es ergibt sich zunächst durch die Meßunsicherheit der Spannungsmessung ein fehlerhafter Stromwert i_{f_1}.

$$i_{f_1} = u_1 \cdot \frac{1}{R} \pm \frac{d_i}{d_u} \Delta u = u_1 \left(\frac{1}{R} \pm \frac{d_i}{d_u} f_1 \right).$$

Bei einem linearen, ohmschen Widerstand ist jedoch: $\frac{d_i}{d_u} = \frac{1}{R}$ und $i_{f_1} = u_1 \cdot \frac{1}{R} (1 \pm f_1)$.

Berücksichtigen wir noch die Meßunsicherheit der Strommessung Δi, so erhalten wir den Strom i_f, der den gesamten maximal möglichen Fehler enthält.

$$i_f = i_{f_1} (1 \pm f_2) = u_1 \cdot \frac{1}{R} (1 \pm f_1) (1 \pm f_2),$$

$$i_f = u_1 \frac{1}{R} (1 \pm f_1 \pm f_2 \pm f_1 \cdot f_2).$$

Da nun $f_1 \ll 1 \gg f_2$ ist und $f_1 \cdot f_2 \ll f_1$ oder f_2 ist, wird

$$i_f = i_1 (1 \pm f_1 \pm f_2).$$

Aus analogen Betrachtungen an einer Diodenkennlinie in der Darstellung $i = f(u)$ (Bild 2) ergibt sich die vielfach außer acht gelassene Tatsache, daß der Fehler f_1 bei der Spannungsmessung um den Faktor K vervielfacht wird.

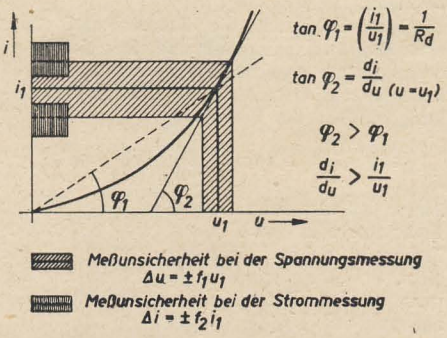


Bild 2: Meßunsicherheit der Spannungsmessung einer Diodenkennlinie, i = f(u)

Kennzeichnen wir die Eigenschaften einer Diode im Durchlaßgebiet durch den Strom i_1, von dem sie beim Anlegen einer bestimmten Spannung u_1 (z. B. 1 V) durchflossen wird, so erhalten wir allein durch die Meßunsicherheit der Spannungsmessung einen fehlerbehafteten Strom i_{f_1}.

$$i_{f_1} = u_1 \frac{1}{R_d} \pm \frac{d_i}{d_u} f_1 u_1 = u_1 \left(\frac{1}{R_d} \pm \frac{d_i}{d_u} f_1 \right).$$

Da die Diodenkennlinie im Durchlaßgebiet einen nichtlinearen Widerstand darstellt, der dadurch gekennzeichnet ist, daß die differentielle Steilheit der Kennlinie oder der differentielle Leitwert $\frac{d_i}{d_u}$ stets größer als der für Gleichstrom maßgebende Leitwert $\frac{1}{R_d}$ ist, können wir schreiben:

$$\frac{d_i}{d_u} = K \cdot \frac{1}{R_d}, \quad \text{und daraus folgt:}$$

$$i_{f_1} = u_1 \cdot \frac{1}{R_d} (1 \pm K f_1).$$

Unter Berücksichtigung der Meßunsicherheit der Strommessung Δi ergibt sich der Strom i_f, der sämtliche Fehlerquellen enthält.

$$i_f = i_{f_1} (1 \pm f_2) \quad \text{und}$$

$$i_f = u_1 \cdot \frac{1}{R_d} (1 \pm K f_1) (1 \pm f_2).$$

Die Rechnung wird dann so wie oben weitergeführt und es ergibt sich:

$$i_f = i_1 (1 \pm K f_1 \pm f_2). \qquad (1)$$

Der Faktor K ist also hier das Verhältnis zwischen dem differentiellen Leitwert $\frac{d_i}{d_u}$ und dem Gleichstromleitwert $\frac{1}{R_d}$. In der Darstellung $u = f(i)$ (Bild 3) ist es umgekehrt.

Kennzeichnen wir die Durchlaßeigenschaften einer Diode durch die Spannung u_1, die an ihren Klemmen auftritt, wenn sie von einem bestimmten Durchlaßstrom i_1 (z. B. 5 mA) durchflossen wird, so erhalten wir durch die Fehlerhaftigkeit der Strommessung eine fehlerbehaftete Spannung u_{f_1}.

$$u_{f_1} = i_1 \cdot R_d \pm \frac{d_u}{d_i} f_2 i_1$$

oder $$u_{f_1} = i_1 \left(R_d \pm \frac{d_u}{d_i} f_2 \right).$$

Da sich bei dieser Darstellungsweise (i = Abszisse, u = Ordinate) die Eigenart ergibt, daß der differentielle Widerstand der Diodenkennlinie $\frac{d_u}{d_i}$ stets kleiner als der Gleichstromwert R_d ist, können wir schreiben:

$$\frac{d_u}{d_i} = \frac{1}{K} \cdot R_d \quad \text{und} \quad u_{f_1} = i_1 R_d \left(1 \pm \frac{1}{K} f_2 \right).$$

Berücksichtigen wir noch den Fehler bei der Spannungsmessung Δu, so ergibt sich die Spannung u_f, die sämtliche Fehlerquellen enthält.

$$u_f = u_{f_1} (1 \pm f_1).$$

Daraus folgt: $$u_f = i_1 \cdot R_d \left(1 \pm \frac{1}{K} f_2 \right) (1 \pm f_1).$$

Führen wir die Rechnung ähnlich wie bereits ausgeführt weiter, so erhalten wir schließlich:

$$u_f = u_1 \left(1 \pm \frac{1}{K} f_2 \pm f_1 \right). \qquad (2)$$

Hier wird also die Fehlerhaftigkeit der Strommessung in ihrer Auswirkung auf das Meßergebnis in dem gleichen Maße verringert $\left(\text{Faktor } \frac{1}{K} \right)$.

Es ist nun zu untersuchen, wie groß der Faktor K ist. Wenn auch die Kennlinie einer Punktkontaktdiode im Durchlaßgebiet mit der theoretisch ableitbaren Strom/Spannungs-Beziehung für den reinen pn-Gleichrichter nicht übereinstimmt, so kann man sie doch angenähert durch die Beziehung

$$i = c \cdot U^n \text{ darstellen.} \qquad (3)$$

c ist darin eine Konstante, deren Zahlenwert gleich dem bei u = 1 V fließenden Durchlaßstrom ist. Differenzieren wir die Gleichung, so erhalten wir:

$$\frac{d_i}{d_u} = c \cdot n \cdot U^{n-1}. \qquad (4)$$

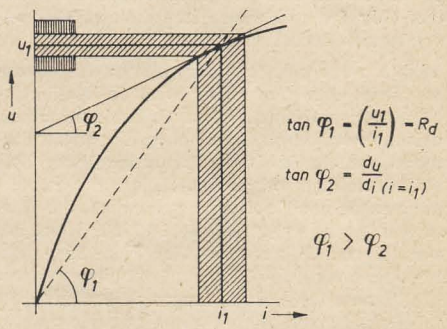


Bild 3: Meßunsicherheit der Strommessung einer Diodenkennlinie, u = f(i)

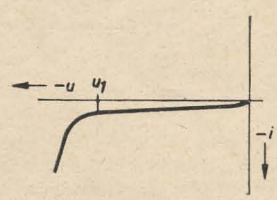


Bild 4: Sperrkennlinie einer Ge-Spitzendiode

Für einen beliebigen Kennlinienpunkt ist der Gleichstromleitwert

$$\frac{1}{R_d} = i \cdot U^{-1}. \qquad (5)$$

Unter Berücksichtigung der Gleichung (3) wird

$$\frac{1}{R_d} = c \cdot U^{n-1}.$$

Das Verhältnis zwischen dem differentiellen und dem Gleichstromleitwert wird nach (4) und (5)

$$\frac{\frac{di}{du}}{\frac{1}{R_d}} = \frac{c \cdot n \cdot U^{n-1}}{c \cdot U^{n-1}} = n.$$

Der differentielle Leitwert ist also stets n mal größer als der Gleichstromleitwert. Der Faktor K in den Endformeln (1) und (2) ist mit dem Exponenten der Spannung in der Diodengleichung identisch.

Bei Golddrahtdioden erreicht n den Wert 4···5. Bei den heute gebräuchlichen Spitzendioden liegt n zwischen 2,3 und 3. Geht man von bestimmten, vorgegebenen Spannungswerten aus, so wird der stets unvermeidliche Fehler bei der Spannungsmessung in erheblichem Maße vervielfacht. Verwendet man „robuste" Zeigerinstrumente der Klasse 1,5 (max. Toleranz ±1,5% vom Endwert) und liest die Meßwerte im zweiten Drittel der Skala ab, so muß man bei der Strom- und bei der Spannungsmessung mit einem Fehler von je ±2% rechnen. Setzen wir n oder K in (1) mit nur 2,5 an, wird der mögliche Gesamtfehler ±7%. Legen wir umgekehrt den Stromwert fest und messen den dann an der Diode liegenden Spannungsabfall, so wird der maximale Fehler nach (2) nur 2,8%.

Diese Tatsache spricht dafür, bei der Festlegung der Diodendaten im Durchlaßgebiet und insbesondere bei Absprachen über die Einhaltung bestimmter Kennlinienformen die Darstellung u = f(i) zu wählen.

Geht man von der bekannten Strom/Spannungs-Beziehung für einen pn-Übergang aus, so wird der Unterschied zwischen den beiden Darstellungsweisen noch offensichtlicher: Die Funktion $i = i_s\left(e^{K_1 \cdot U} - 1\right)$ hat den Differentialquotienten $\frac{di}{du} = K_1 \cdot i_s \cdot e^{K_1 \cdot U}$.

$K_1 = \frac{e}{KT}$, darin bedeuten:

$e = 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ Coulomb,

$T = 300\ °K$,

$K = 1{,}4 \cdot 10^{-23} \frac{Ws}{°K}$.

Solange $e^{K_1 U} \gg 1$ ist, ergibt sich als Verhältnis zwischen dem differentiellen und dem Gleichstromleitwert:

$$\frac{\frac{di}{du}}{\frac{i}{u}} = K_1 \cdot U.$$

Bei U = +1 V wird $K_1 \cdot U = 38$
Bei U = +0,5 V wird $K_1 \cdot U = 19$
Bei U = +0,2 V wird $K_1 \cdot U = 7{,}6$
Bei U = +0,1 V wird $K_1 \cdot U \approx 3{,}8$

Bei einer vorgegebenen Meßspannung von 1 Volt würde also die Meßunsicherheit der Spannungsmessung mit dem Faktor 38 zu multiplizieren sein. Selbst bei Verwendung von Meßinstrumenten der Klasse 0,2 wäre es schwer, an verschiedenen Meßgeräten gleiche Meßergebnisse zu erzielen, wenn man von der i = f(u)-Kennliniendarstellung ausgeht. Es muß allerdings erwähnt werden, daß die Strom/Spannungs-Beziehung des reinen pn-Überganges in der Praxis auch bei den besten Ge-Flächengleichrichtern nicht realisiert werden kann, da der Bahnwiderstand im Kristall und der Übergangswiderstand an der Auflötstelle des Kristalls dem Anstieg des differentiellen Leitwertes mit zunehmender Spannung bald ein Ende setzt.

Bei der Sperrkennlinie sieht es — in der Praxis — anders aus. Im Bild 4 ist der prinzipielle Verlauf der Sperrkennlinie einer Ge-Spitzendiode dargestellt. Führt man Messungen bei Spannungen oberhalb des Knickpunktes in der Sperrkennlinie aus, sind zwar ähnliche Gesichtspunkte wie im Durchlaßgebiet zu berücksichtigen, jedoch wird jeder gewissenhafte Diodenfabrikant schon aus anderen Gründen den maximal zulässigen Sperrstrom so klein wählen, daß die dann auftretende maximal zulässige Sperrspannung noch in dem flach verlaufenden Kennlinienteil (z. B. bei u_1) liegt. Der Abfall des differentiellen Widerstandes gegenüber dem Gleichstromsperrwiderstand ist dann noch nicht erheblich. Bei den betriebsüblichen Messungen kann man also den Sperrstrom bei entsprechend vorgegebenen Spannungen bestimmen und angeben.

PETER SPIEGEL

Einfache elektrische Belichtungsuhr

Die hier zu beschreibende elektrische Belichtungsuhr arbeitet mit einer variablen RC-Strecke. Als Schalter wirkt ein über eine Glimmlampe (Kippröhre) betätigtes Relais. Netzspannung 220 V ~.

Wirkungsweise

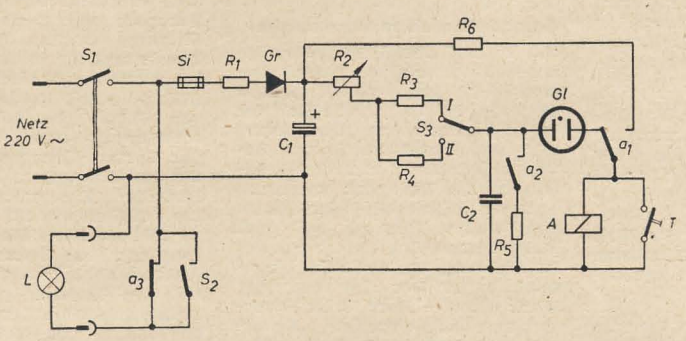
Nach Einschalten von S_1 leuchtet L auf, gleichzeitig wird über $R_2 + R_3$ (bzw. R_4) der Kondensator C_2 aufgeladen.

$$U_{C_2} = U_{C_1} \cdot \left(1 - e^{-t/\tau}\right). \qquad (1)$$

Dabei gilt mit guter Nährung:

$$\tau = C_2 [R_2 + (R_3 \text{ bzw. } R_4)].$$

Die Kippröhre zündet bei $U_{C_2} \approx 200$ V. Da ihre Brennspannung etwa 100 V niedriger liegt, kann sich nach erfolgter Zündung der Kondensator C_2 um 100 V entladen. Diese Entladung reicht aus, um Relais A ansprechen zu lassen. Dabei schaltet a_1 auf Selbsthaltung über R_6 um; a_2 schließt einen Kreis, der über R_5 die Entladung von C_2 beendet; a_3 unterbricht den Lampenkreis (die Justierung der Relaiskontakte soll so vorgenommen werden, daß a_3 erst bei vollzogener Umschaltung in a_1 schließen kann).



Schaltbild der elektrischen Belichtungsuhr

Jetzt ist das Gerät betriebsbereit. Beim Betätigen der Taste T wird die Relaisspannung kurzgeschlossen. L bleibt solange eingeschaltet, bis Gl wieder zündet und das Relais erneut unter Spannung steht.

Durch Schalter S_2 läßt sich a_3 überbrücken, um die Lampe L in Dauerbetrieb zu benutzen.

Im Bereich I ist (S_3 schaltet R_3 ein) mit R_2 eine stetige Einschaltzeitvariation von 1,2···25 s und im Bereich II von 18···43s möglich.

Wesentlich längere Zeiten lassen sich allgemein nicht einwandfrei verwirklichen, da schon bei $R_2 + R_4 = 3$ MΩ nur noch ein maximaler Ladestrom von 100 µA fließt, der kurz vor der Zündung auf etwa 30 µA abgesunken ist. Bei diesen kleinen Strömen fangen der Reststrom in C_2 und andere nicht konstante Kriechströme an, sich bemerkbar zu machen. Bei weiterer Stromverkleinerung können so die Aufladezeiten unsicher werden. Man bemüht sich also um einen einwandfreien, möglichst reststromfreien Kondensator C_2, wenn man sichere lange Zeiten wünscht.

Wünscht man kürzere Ladezeiten, so muß R_3 entsprechend verkleinert bzw. variabel gewählt werden.

Als Glimmlampe eignet sich nicht jede beliebige, denn erst durch die große Kippamplitude $U_{Zünd}$—U_{Brenn} kann das Relais zuverlässig ansprechen.

Bei der Beschaffung des Relais ist zu berücksichtigen, daß über den Relaiskontakt a_3 allgemein mindestens 100 W geschaltet werden.

Die Bemessung von R_6 richtet sich nach den Daten des Relais und nach U_{C_1} (U_{C_1} bei Relais-Selbsthaltelast!). Der Haltestrom sei I, der Relaiswiderstand sei R_1. Dann gilt:

$$R_6 = \frac{U_{C_1}}{I} - R_1 \quad \text{in } \Omega. \qquad (2)$$

Die Belastung von R_6 ergibt sich aus:

$$N_6 = I^2 \cdot R_6 \quad \text{in W}. \qquad (3)$$

Die offensichtlichste Fehlerquelle sind Netzspannungsschwankungen. Die entsprechenden Auswirkungen werden aber dadurch verringert, daß einer Einschaltzeitverlängerung eine Lichtleistungserniedrigung entgegenwirkt.

Im RC-Kreis sind sowohl R als auch C temperaturabhängig. Wegen des geringen möglichen Temperaturintervalls resultieren hieraus aber höchstens 2% Fehler.

Wichtiger ist da schon die Temperaturabhängigkeit der Zündspannung von Gl. Bei Kontrollmessungen wurde ein Fehler von 5% nicht überschritten (die ionisierende Wirkung des Lichtes spielt in der Dunkelkammer keine Rolle).

Zu berücksichtigen ist weiterhin, daß die Kondensatoren und auch der Gleichrichter altern. Bei vernünftiger Lagerung (nicht in der Dunkelkammer!) ist aber dieser Prozeß äußerst langdauernd. Eine gelegentliche Kontrollmessung bei gleicher Netzspannung und gleichen Temperaturen wird das beweisen, gegebenenfalls ist eine Nacheichung erforderlich.

Alles in allem läßt sich in jedem Falle eine max. Zeitungenauigkeit von ±5% garantieren. 10% Gesamtfehler sind durchaus tragbar.

Teil	Benennung	Größe
A	Relais	1 Arbk., 1 Ruhek. 1 Umschaltk.
C_1	Elektrolytkondensator	16 µF, 350/385 V
C_2	MP-Kondensator	8 µF, 350 V
Gl	Kippröhre	DGL KR 33—31
Gr	Gleichrichter	RFT Typ a, 40 mA, 20 Platten/25 R_{min} 30 kΩ
R_1	Schichtwiderstand	60 Ω, 0,25 W
R_2	Schichtdrehwiderstand	2×1 MΩ lin. (Doppelpot.)
R_3	Schichtwiderstand	0,1 MΩ, ½ W
R_4	Schichtwiderstand	1,5 MΩ, 0,1 W
R_5	Schichtwiderstand	1 kΩ, ½ W
R_6	Schichtwiderstand	bemessen nach Gleichungen (2) und (3)
S_1	Zweipolausschalter	handelsüblich
S_2	Einpolausschalter	handelsüblich
S_3	Umschalter	handelsüblich
Si	Sicherung	50 mA, träge
T	Drucktaste	handelsüblich

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Ein neuer Mittelwellensender** strahlt, wie uns leider erst jetzt bekannt wurde, seit dem V. Parteitag der SED in Seelow, Bezirk Frankfurt/Oder, auf der Frequenz 1570 kHz = 191,1 m das Programm von Radio DDR aus. Dieser Sender dient zur besseren Rundfunkversorgung des Oderbruchgebietes.

▼ **Bis Ende 1959 verlängert** wurde das Internationale Geophysikalische Jahr. Dies beschlossen die Anfang August in Moskau zur V. Generalversammlung des Spezialkomitees für das IGY aus allen Teilen der Welt zusammengekommenen Wissenschaftler.

▼ **Aus dem Geschäftsbericht der Telefunken GmbH** geht hervor, daß die Gesellschaft im Geschäftsjahr 1957/58 mit einer nur um etwa 14% angewachsenen Belegschaft eine Erhöhung ihres Umsatzes um etwa 22% und ihres ausgewiesenen Reingewinns um etwa 44% erzielte. Die Dividende wurde von 9% im vorausgegangenen Geschäftsjahr auf 10% erhöht. Die Lohn- und Gehaltssumme für die um 14% erhöhte Belegschaft stieg dagegen nur um etwa 15%, und zwar von 80,0 Mill. D-Mark auf 92,1 Mill. D-Mark an, so daß die Durchschnittslöhne praktisch stagnierten.

▼ **Berichtigung:** Die Außenmaße der Reglerplatte und des Montagewinkels für den Netzteil des „Oszi 40" [Bilder 9 und 11 in Nr. 14 (1958) S. 458] sind richtig 158 statt 160 mm.

VVB Film diskutiert modernes Schallwiedergabeverfahren

In dem Beitrag „Wege zum echten Klangerlebnis" in R. u. F. Nr. 9 (1958) erläuterte Herr Herbert Buttenberg die Gedanken, die einem von ihm ausgearbeiteten, als Deutsches Wirtschaftspatent 5780 registrierten Schallwiedergabeverfahren zugrunde liegen. Veranlaßt durch die Stellungnahme der Redaktion zu diesem Beitrag fand am 18. 7. d. J. in der VVB Film eine Besprechung statt, anläßlich der Herr Buttenberg das Verfahren seiner Erfindung erläuterte. Zur Erprobung desselben wurde beschlossen:

1. Das DEFA-Studio für Wochenschau und Dokumentarfilme soll bei der Herstellung eines Musikfilmes, der für die Durchmessungen der für 4-Kanal-Magnettonwiedergabe eingerichteten Filmtheater der DDR dient, gleich das Buttenbergsche Verfahren mit berücksichtigen.
2. Bei den Messungen, die die Zentralstelle für Filmtechnik etwa ab Mitte August d. J. durchführt, soll das Verfahren mit erprobt werden.
3. Nach Abschluß der Erprobung wird empfohlen, eine Demonstration des Verfahrens im Filmtheater „Forum Köpenick", Berlin, durchzuführen. Die zu dieser Demonstration eingeladenen Experten sollen dann über die Anwendung des Verfahrens entscheiden.

Gesunde Auseinandersetzungen

gab es auf der Vertrauensmänner-Vollversammlung der Gewerkschaft im VEB Funkwerk Köpenick am 7. 8. 58 anläßlich der Diskussion um den Planentwurf 1959. Der Parteisekretär des Betriebes kritisierte u. a. die Werkleitung, die Ende Juli wiederum – unter Mißachtung der Kritik von Walter Ulbricht auf dem V. Parteitag – Ingenieure aus der Entwicklung im Prüffeld eingesetzt hatte. Der Vertreter der Werkleitung – Herr Heine – versprach, daß derartige „Feuerwehr"einsätze in Zukunft nicht mehr vorkommen würden.

Bonn „verbunkert" Sender und Studios!

Die „Westfälische Rundschau" teilte am 8. 8. d. J. mit, daß die Bonner Regierung dem Kriegsministerium zwei Millionen D-Mark für die „kriegsmäßige Sicherung" der Rundfunkstationen zur Verfügung gestellt hat. Riesenbeträge seien bereits „für die Verbunkerung der Studios und für Schutzvorkehrungen an den Sende- und Antennenanlagen" gezahlt worden. Weitere Millionenbeträge habe die Adenauer-Regierung „für die kriegsmäßige Sicherung von Fernmeldeanlagen der Polizei, der Bundesbahn und der Bundespost" bereitgestellt.

Bonn gründet Regierungssender

RADIO UND FERNSEHEN berichtete kürzlich von den Bestrebungen der Bundesregierung, einen eigenen Rundfunksender zu errichten. [Warum ein kommerzielles Fernsehprogramm in der Bundesrepublik? in Nr. 15 (1958) S. 471.] Inzwischen wurde in Bonn die Gründung einer „Bundesanstalt für Rundfunk und Fernsehen" beschlossen. Die Anstalt soll den Kurzwellendienst nach Übersee, die Hetze gegen die DDR (laut „Tagesspiegel vom 12. 8.: „... die Rundfunksendungen für die Sowjetzone ...") und das zweite FS-Programm übernehmen. Bundespostminister Stücklen ist vom Bundeskabinett beauftragt worden, mit den technischen Vorbereitungen für die Ausstrahlung eines zweiten FS-Programms zu beginnen. Hierauf hat er die Intendanten der bestehenden westdeutschen Rundfunkanstalten hingewiesen und sie davor gewarnt, selbst größere Beträge für ein zweites FS-Programm zu investieren.
Die Mittel für die „Bundesanstalt" und ihre Sender sollen überwiegend von der Industrie kommen, der dafür ein großer Teil der Fernsehsendezeiten für Reklamezwecke überlassen werden wird. Außerdem will man der Bundesanstalt einen Teil der allgemeinen Rundfunk- und Fernsehgebühren zur Verfügung stellen, die künftig nach einem neuen Schema aufgeteilt werden sollen. Die Mitglieder des Aufsichts- und Programmbeirates der Bundesrundfunkanstalt dürfen nur vom Bundespräsidenten berufen werden, eine Maßnahme, die dem neuen Propagandainstrument Bonns die Unabhängigkeit von parlamentarischer Kontrolle sichert.

Prof. Rukop, Nestor der Elektronenröhre, gestorben

Völlig unerwartet verstarb am 3. 8. 1958 Professor Dr. Dr.-Ing. e.h. Hans Rukop im Alter von 75 Jahren in Ulm. Professor Rukop, dessen grundlegende Forschungsarbeiten vor allem die Entwicklung der Elektronenröhre vorantrieben, ist einer der Forscher, die das Zeitalter der modernen Elektronik eröffneten.
In seiner Doktorarbeit befaßte sich Hans Rukop mit dem Thema „Elektrische Schwingungen sehr kleiner Wellenlänge". 1914 begann Professor Rukop seine Tätigkeit bei Telefunken, wo ihm bald die Leitung des Schwachstromlaboratoriums übertragen wurde. Rukop gelang der Schritt von der unbequemen gashaltigen zur hochentlüfteten Röhre.
Im Jahre 1927 folgte Rukop einem Ruf als ordentlicher Professor an die Universität Köln und übernahm dort die Leitung des neugegründeten Institutes für technische Physik. Seine Sorge galt besonders der Heranbildung eines guten wissenschaftlichen Nachwuchses für die Industrie sowie der Anerkennung der Angewandten Physik als Lehrfach. 1933 kehrte Rukop zu Telefunken zurück, wo er sich auf dem Forschungssektor vornehmlich bei der Röhrenentwicklung einsetzte. Aus der Vielfalt seines Schaffens ragt die Entwicklung der Hochvakuumelektronenröhre mit Glühkatode bei Telefunken heraus. Als Herausgeber der „Telefunken-Zeitung" und der „Telefunken-Röhre" sowie als Autor vieler wissenschaftlicher Aufsätze und als Mitverfasser der zweiten Auflage des bekannten „Lehrbuches der drahtlosen Telegrafie" von Zenneck-Rukop ist Professor Rukop auch im Ausland bekannt. Prof. Rukop wurde im Jahre 1951 anläßlich der 200-Jahr-Feier der Technischen Hochschule Braunschweig die Würde eines Dr.-Ing. e.h. verliehen.

Nobelium, ein neues Element

Im Strahlenlaboratorium von Kalifornien, Batlinburg/Tenessee, konnte der Nachweis eines Isotops des Transurans Nobelium (102) erbracht werden. Für die Versuche wurde ein Isotop des Elements Curium (96) mit der Massenzahl 246 in einem Linearbeschleuniger für schwere Ionen (Hilac) mit Kohlenstoffkernen von 68 MeV beschossen. Durch Anlagerung eines C-Kerns an den Curium-Kern vergrößert sich dessen Ordnungszahl um sechs Einheiten. Das entstehende Isotop des Elements 102 hat die Massenzahl 254, die Halbwertszeit betrug nur drei Sekunden. Durch α-Ausstrahlung verwandelt es sich in Fermium (100) mit der Massenzahl 250. Allerdings konnte das Isotop des Nobeliums nur durch das Fermium 100 mit 30 Minuten Halbwertszeit beobachtet werden. An den Arbeiten sind beteiligt A. Ghiorse, T. Sikkeland, John R. Walton und der Chemiker Glenn T. Seaborg (Berkeley).
Von der Entdeckung des neuen Elements berichtete im Sommer v. J. bereits eine Gruppe schwedischer, britischer und amerikanischer Forscher vom Nobel-Institut Stockholm. Damals war ein Isotop des Elements 102 mit einer Halbwertszeit von 10 Minuten direkt beobachtet worden, das α-Teilchen von 8,5 MeV aussandte. Bei den Versuchen am Nobel-Institut wurde Curium 244 mit Kernen von Kohlenstoff 13 im Zyklotron beschossen.

Atomkernenergie Heft 7, Juli (1958)

Offiziell in Betrieb genommen

wurde am 1. 8. d. J. das Zyklotron im Zentralinstitut für Kernphysik in Rossendorf bei Dresden. Das Zyklotron ist von der Sowjetunion geliefert und von den Wissenschaftlern des Arbeitsbereiches Physik der Atomkerne innerhalb von zwei Monaten auf optimale Leistung gebracht worden.

Mitarbeit der Sowjetunion in der IAEO

Die Sowjetunion stellt der IAEO (Internationale Atomenergiekommission) 20 bis 30 Spezialisten für konsultative Aufgaben zur Verfügung. Ferner bietet sie 40 bis 45 Studienplätze auf fünf bis sechs Jahre an und ist bereit, für 25 der Studenten sämtliche Kosten einschließlich Reisespesen zu übernehmen. Im kommenden Studienjahr sollen Ausbildungsplätze für Spezialisten auf drei bis sechs Monate, davon wiederum 20 für Vollstipendiaten, geschaffen werden.

Atomkernenergie Heft 7, Juli (1958)

Gegen die Freigabe von Atomgeheimnissen

an die westlichen Verbündeten sprach sich die „Vereinigung amerikanischer Wissenschaftler" aus. Sie hegt Zweifel daran, ob ein solches Vorgehen zur Sicherheit der USA beitragen könne.

Atomkernenergie Heft 7, Juli (1958)

Eine Gewerbeschule für Kerntechnik

mit drei Fachrichtungen wurde in Prag eröffnet. Die Fachrichtung „Physik und Technologie der Reaktoren" dient der Ausbildung von Ingenieuren für die Reaktorbedienung, während die Fachrichtung „Elektrotechnik der Kerneinrichtungen" u. a. die kernphysikalische Meßtechnik in der Kernenergetik und Radioaktivität behandelt. In der Fachrichtung „Radiochemie" werden Ingenieure für Isotopen- und Reaktorchemie ausgebildet.

Atomkernenergie Heft 7, Juli (1958)

Chinas Atomversuchsreaktor in Betrieb

Der erste Atomversuchsreaktor der Volksrepublik China ist in Betrieb genommen worden. Der Reaktor, der mit schwerem Wasser arbeitet, entwickelt eine Wärmeleistung von 7000 bis 10 000 kW. Ferner wurde ein Zyklotron zur Beschleunigung von α-Teilchen auf 25 MeV für Versuchszwecke fertiggestellt.
Beide Anlagen wurden mit Unterstützung der Sowjetunion zur Förderung der wissenschaftlichen und technischen Entwicklung der Volksrepublik China auf dem Gebiet der Atomforschung gebaut.

Die Vertikalablenkstufe (17)

Durch Verdrehen der beiden Spulenpaare gegeneinander wird nun die Spannung an den Bildablenkspulen auf ein Minimum gebracht und danach die Ablenkspulen gegen Verdrehen gesichert.
Eine weitere Möglichkeit, den Einfluß der Horizontalablenkspulen auf die Vertikalablenkspulen zu verringern, besteht darin, die Vertikalablenkspulen mit Widerständen bzw. mit einem Kondensator zu überbrücken. Die zwei in der Praxis üblichen Schaltungen zeigt Bild 81. Um die Wirkungsweise dieser Schaltungen richtig verstehen zu können, müssen die Verhältnisse im Ablenksystem näher untersucht werden. Zu diesem Zweck wird für die nun folgende Betrachtung das Ablenksystem aus dem früher berechneten Beispiel mit den Werten $R_{abl} = 9{,}6\ \Omega$ und $L_{abl} = 8$ mH zugrunde gelegt.

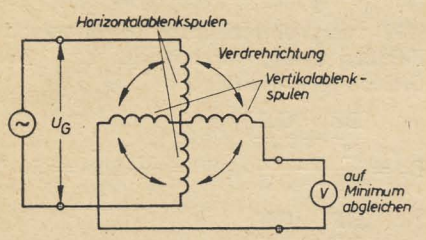


Bild 80: Meßanordnung zur Entkopplung von Ablenksystemen

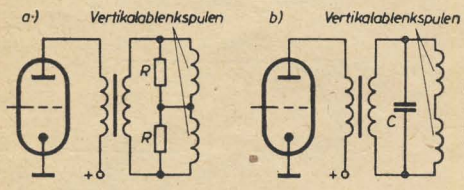


Bild 81: Die Reduzierung der durch die Zeilenablenkspulen bedingten Einflüsse

a) mit Widerständen

b) mit Kondensator

Ermitteln wir zuerst einmal die Blind- und Wechselstromwiderstände der Vertikalablenkspulen bei den Frequenzen 50 Hz und 15625 Hz und stellen diese gegenüber.

Blindwiderstände:

$$X_{y\,50} = 2\pi f \cdot L_{abl} = 314\ \frac{1}{s} \cdot 8 \cdot 10^{-3}\ \Omega s = 2{,}52\ \Omega,$$

$$X_{y\,15\,k} = 6{,}28 \cdot 15{,}625 \cdot 10^3\ \frac{1}{s} \cdot 8 \cdot 10^{-3}\ \Omega s = 770\ \Omega.$$

Wechselstromwiderstände:

$$\Re_{y\,50} = \sqrt{2{,}52^2 + 9{,}6^2} = 9{,}93\ \Omega,$$

$$\Re_{y\,15\,k} = \sqrt{770^2 + 9{,}6^2} \approx 770\ \Omega.$$

Es zeigt sich hier, daß die Vertikalablenkspulen bei der Arbeitsfrequenz einen Wechselstromwiderstand von 9,93 Ω und bei der Horizontalfrequenz (wo sie eigentlich nicht arbeiten sollen) einen viel größeren Wechselstromwiderstand von 770 Ω haben. Durch diesen nicht erwünschten großen Widerstand von 770 Ω ist die Vertikalablenkspule für Spannungen mit Zeilenfrequenz hochohmig, was die horizontale Einstreuung nur noch begünstigt. Mit der Parallelschaltung der erwähnten Widerstände bzw. des Kondensators wird nun hauptsächlich der Wechselstromwiderstand bei 15625 Hz verkleinert, während er bei 50 Hz etwa erhalten bleibt. Nehmen wir die Widerstände aus Bild 81a mit je 50 Ω an, so wird der resultierende Widerstand $\Re$ bei den jeweiligen Frequenzen kleiner.
Die aus der Parallelschaltung zwischen Ablenkspulen und Widerständen bzw. Kondensator resultierende Verkleinerung des Widerstandswertes der Vertikalablenkspulen bei der Zeilenfrequenz trägt also wesentlich für eine geringere Störanfälligkeit der Vertikalablenkspulen und somit für ein einwandfreies Fernsehraster bei. Soll anstatt der zwei Widerstände ein Kondensator wie im Bild 81b verwendet werden, muß dieser bei der Zeilenfrequenz ebenfalls einen Widerstandswert (Blindwiderstand) von ungefähr 100 Ω haben, um die gleiche Wirkung wie die beiden Widerstände hervorrufen zu können. Der Kondensator muß demzufolge einen Wert von etwa

$$C_{y\,15\,k} = \frac{1}{\omega \cdot X_{y\,15\,k}} = \frac{1\ s}{6{,}28 \cdot 15{,}625 \cdot 10^3 \cdot 100\ \Omega} \approx 0{,}01\ \mu F \qquad (132)$$

haben, was für eine Frequenz von 50 Hz einen genügend großen Widerstandswert von

$$X_{y\,50} = \frac{1}{\omega \cdot C_{y\,15\,k}} = \frac{1\ s}{314 \cdot 0{,}01 \cdot 10^{-6}\ s} \approx 320\ k\Omega$$

ergibt.

Die Messung der vertikalen Nichtlinearität und der vertikalen Rasterverzerrungen

Die Messung der vertikalen (und natürlich auch horizontalen) Nichtlinearität läßt sich nur an einem, eigens für diese Zwecke eingeführten Testbild vornehmen. Dieses besteht meistens aus vielen Karos (Schachbrettmuster) oder Balken (Gartenzaun), deren Anzahl ausschlaggebend für die Genauigkeit der Messung und für die Größe des begangenen Meßfehlers ist. Die auf elektrischem Wege mittels Bildmustergenerator erzeugten Karos oder Balken müssen bezüglich ihrer Abmessungen und Abstände voneinander sowohl in vertikaler als auch in horizontaler Richtung konstant sein. Die Anzahl der Karos bzw. Balken soll nach Möglichkeit nicht kleiner als 10 sein, weil mit zunehmender Anzahl die Genauigkeit der Nichtlinearitätsmessung größer wird. Da die Nichtlinearität des Fernsehrasters eine örtliche relative Abweichung der Ablenkgeschwindigkeit von derjenigen im Mittelpunkt des Fernsehbildes ist, kann die Nichtlinearität mittels einer Längenmessung längs einer vertikalen Geraden (Linie OU im Bild 82), die durch den Bildmittelpunkt M geht, ermittelt werden. Im Bild 82 ist eine Variation des oben erwähnten Schachbrettestbildes wiedergegeben, allerdings der Einfachheit halber mit weniger Karos. Ist a in mm die jeweils vorhandene und meßtechnisch ermittelte unterschiedliche örtliche Karohöhe, so ergibt sich die mittlere Karohöhe zu:

$$a_m = \frac{a_1 + a_2 + a_3 \cdots + a_n}{n} = \frac{\Sigma a}{n}\ \text{in mm}, \qquad (133)$$

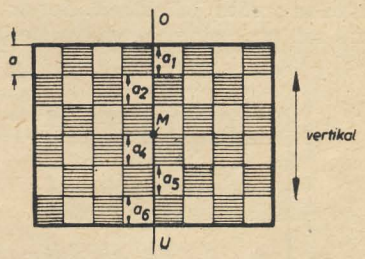


Bild 82: Übliches Testbild zur Messung der Nichtlinearität. M = Mittelpunkt des Fernsehbildes

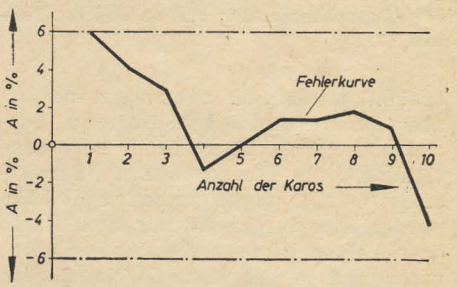


Bild 83: Vertikale Fehlerkurve, die die prozentuale Abweichung der Linearität in vertikaler Richtung angibt

wobei n die Anzahl der an der Linie OU liegenden Karos ist (im Bild 82 wäre n = 6). Um im weiteren Rechengang auf die prozentuale Abweichung der jeweiligen Karohöhe von der mittleren Karohöhe schließen zu können, muß zuerst einmal die Differenz

$$\Delta a = a - a_m \qquad (134)$$

gebildet werden. Es ist hier dabei völlig gleich, ob a kleiner oder größer als a_m ist, es tritt dementsprechend nur eine negative oder eine positive Differenz ein. Ist a größer als a_m, also Δa positiv, so entspricht dies auf dem Fernsehbild einer Dehnung (lange Köpfe und [oder] Beine) und ist a kleiner als a_m, also Δa negativ, so entspricht das einer Drängung (zusammengedrückte Köpfe und [oder] kurze Beine, Plattfußeffekt).

Nun kann der örtliche prozentuale Fehler pro Karo „A" nach der Gleichung:

$$A = \frac{\Delta a}{a_m} \cdot 100 \quad \text{in \%} \qquad (135)$$

ermittelt werden. Die grafische Darstellung einer Fehlerkurve (Bild 83) erleichtert auch hier wieder die Übersicht und wird deswegen bei exakten Messungen und Vergleichen oftmals angewendet. In den meisten Fällen stellt man an ein Fernsehgerät die Forderung, daß $A = \pm 6\%$ sein muß, was die Hersteller auch ohne Schwierigkeiten erreichen. Beim Fernsehgerät „Cranach" zum Beispiel kann in der laufenden Produktion eine Nichtlinearität von $\pm 3\%$ eingehalten werden. Soll also die Forderung mit $A = \pm 6\%$ erfüllt werden, so darf die Fehlerkurve (im Bild 83 wurden beliebige Werte zum Zeichnen der Fehlerkurve angenommen) nicht über die strichpunktierten Linien des Bildes 83 hinausgehen. Die hier geschilderte Meßmethode ist sehr genau, dafür aber etwas zeitraubend und erfreut sich deswegen beim Praktiker nicht allzu großer Beliebtheit. Aus diesem Grund soll noch eine einfachere Methode

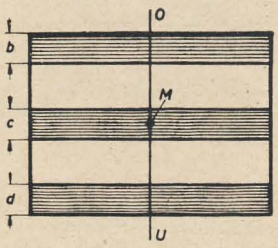


Bild 84: Die Anwendung der vereinfachten Nichtlinearitätsmessung auf ein übliches Testbild

erwähnt werden, die zwar ungenauer ist, aber deren Genauigkeit trotzdem ausreichend für die Überprüfung oder Einstellung von Fernsehgeräten (Servicedienst) ist. Entgegen der ersten Methode werden hier insgesamt nur drei Karos oder Balken gemessen, und zwar oben, unten und in der Mitte je einmal. Im

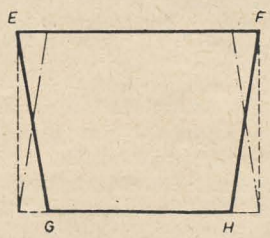


Bild 85: Die vertikale Trapezverzerrung eines Fernsehbildes

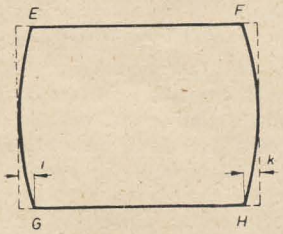


Bild 86: Die vertikale Tonnenverzerrung eines Fernsehbildes

Bild 84 stellt b den oberen, c den mittleren und d den unteren Balken des Fernsehbildes dar, und es wird sich im weiteren auf den mittleren Balken c (oder Karo) bezogen. Somit wird:

$$A_o = \frac{b - c}{c} \cdot 100 \quad \text{in \%} \qquad (136)$$

bzw.

$$A_u = \frac{d - c}{c} \cdot 100 \quad \text{in \%}. \qquad (137)$$

A_o ist hier die obere und A_u die untere vertikale Nichtlinearität eines Fernsehbildes.

Zu den vertikalen Rasterverzerrungen zählt man im allgemeinen die vertikalen Trapez-, Tonnen- und Kissenverzerrungen, auf die im folgenden nacheinander eingegangen werden soll. Die Abweichungen, die zwischen dem völlig auf dem Bildschirm sichtbaren Testbild und dem um dessen Maximalausdehnungen gebildeten Rechteck auftreten, bezeichnet man als Rasterverzerrungen. Bild 85 zeigt eine vertikale Trapezverzerrung (Vertical Trapezium Distortion), die nach der Gleichung

$$T_v = \frac{EF - GH}{EF + GH} \cdot 100 \quad \text{in \%} \qquad (138)$$

ermittelt werden kann. Ohne störenden Eindruck kann man hier $T_v \leqq \pm 4\%$ zulassen, jedoch werden in der Praxis meist Werte zwischen $\pm 1 \cdots \pm 2\%$ erreicht. Es ist natürlich auch eine vertikale Trapezverzerrung wie der Verlauf der strichpunktierten Linie im Bild 85 möglich, wobei sich im Ergebnis nur das Vorzeichen ändert. Die vertikale Tonnenverzerrung (Vertical Barrel Distortion) geht aus Bild 86 hervor. Die Gleichung für deren Berechnung lautet:

$$B_v = 2 \cdot \frac{i + k}{EF + GH} \cdot 100 \quad \text{in \%}. \qquad (139)$$

(Auf den Faktor 2 wird anschließend an die Betrachtung über die vertikale Kissenverzerrung eingegangen).

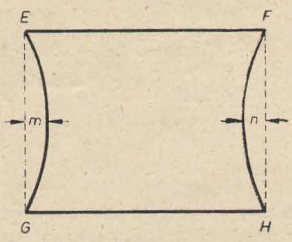


Bild 87: Vertikale Kissenverzerrung eines Fernsehbildes

Hier sind allgemein die zulässigen Toleranzen mit $B_v \leqq 2\%$ geringer gehalten als bei der Trapezverzerrung. Schließlich gibt Bild 87 die vertikale Kissenverzerrung (Vertical Pincushion Distortion) wieder. Die dafür gültige Gleichung ist analog Gleichung (139), nur mit entsprechend anderer Bezeichnung. Sie ergibt sich ebenfalls zu:

$$P_v = 2 \cdot \frac{m + n}{EF + GH} \cdot 100 \quad \text{in \%}. \qquad (140)$$

Auch hier sind die zulässigen Toleranzen mit $P_v \leqq 2\%$ wieder relativ gering. Nun soll die Notwendigkeit des auch in Gleichung (140) wieder enthaltenen Faktors 2 kurz erläutert werden. Es erscheint auf jeden Fall sinnvoll und berechtigt, die im Bild 88 gezeigte Tonnen- und Kissenverzerrung als maximal anzusehen und sie mit 100% zu bezeichnen. In diesem Fall wird aber

$$i = k = \frac{EF}{2} = \frac{GH}{2} \quad \text{und}$$

$$m = n = \frac{EF}{2} = \frac{GH}{2}.$$

Setzt man nun für i und m $\frac{EF}{2}$ bzw. für k und n $\frac{GH}{2}$ in die Gleichungen (139) und (140) zuerst einmal unter Fortlassung des Faktors 2 ein, vereinfachen sich beide Gleichungen wie folgt:

$$B_v = \frac{\frac{EF}{2} + \frac{GH}{2}}{EF + GH} \cdot 100 = \frac{1}{2} \cdot 100 = 50\ \%,$$

$$P_v = \frac{\frac{EF}{2} + \frac{GH}{2}}{EF + GH} \cdot 100 = \frac{1}{2} \cdot 100 = 50\ \%.$$

Aus diesem Ergebnis ist nun ersichtlich, daß mit 2 multipliziert werden muß, wenn die im Bild 88 gezeigten Verzerrungen 100% betragen sollen.

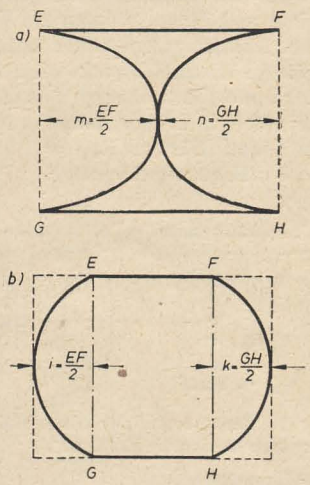


Bild 88: a) Maximale vertikale Kissenverzerrung
b) maximale vertikale Tonnenverzerrung

Schaltungsbesprechung

Mit der nun folgenden Schaltbildbesprechung soll diese Fortsetzungsreihe beendet werden. Die bereits in der neunten Fortsetzung [RADIO UND FERNSEHEN Nr. 7 (1958)] gebrachten Schaltbilder (Bild 42) zweier in der DDR gefertigten Fernsehgeräte weisen außer der schon besprochenen Gegenkopplungsschaltung folgende Schaltungsfeinheiten auf:

Im Bild 42a geschieht die Unterdrückung der während des Bildrücklaufs auftretenden Spannungsspitze durch das RC-Glied 10 kΩ, 5 nF parallel zum Bildausgangsübertrager. Die Verkleinerung des Wechselstromwiderstandes der Bildablenkspulen bei hohen Frequenzen wird hier durch einen Widerstand von 30 Ω und einen Kondensator von 0,1 µF erreicht.

Wird fortgesetzt

WERNER WUNDERLICH

Bauanleitung eines einfachen Test-Frequenzgenerators für Empfänger- und Verstärkerprüfung

Für die Prüfung eines defekten Empfängers oder Verstärkers stehen eine ganze Reihe speziell für diesen Zweck entwickelter Geräte zur Verfügung. Dazu gehören die bekannten HF- und NF-Prüfgeneratoren der verschiedensten Konstruktionen sowie Multivibratoren. Sie werden alle in der Weise benutzt, daß die von ihnen erzeugte — teils auf eine bestimmte Frequenz abstimmbare — oberwellenreiche Frequenz (Multivibrator) von der letzten Stufe ausgehend und zum Eingang fortschreitend an jede Stufe des Prüflings angelegt wird. Aus dem Verhalten der jeweiligen Stufe kann auf ihren Betriebszustand geschlossen werden.

Während die auf eine bestimmte Frequenz abstimmbaren HF- und NF-Generatoren im eigentlichen Sinne Meßgeräte sind, die allerdings sehr oft nur für Prüfzwecke benutzt werden, sind die oberwellenreichen Multivibratoren meist als reine Prüfgeräte entwickelt worden.

Bestimmend für die Verwendungsmöglichkeiten eines Prüfgerätes sind seine Leistungsfähigkeit, seine Vielseitigkeit und der technische Aufwand.

Prüfgeräte sollen so einfach wie möglich gestaltet werden. Aber auch der einfachste Multivibrator für die Prüfung von Empfängern und Verstärkern ist immer noch ein Gerät, das aus einer Doppeltriode, ihren Schaltelementen und dem Netzteil besteht.

Der Multivibrator für Prüfzwecke schwingt meistens mit einer Frequenz von etwa 100 kHz. Da er möglichst rechteckförmige Impulse liefern soll, sind die von ihm erzeugten Schwingungen sehr oberwellenreich. Es wird also praktisch ein ganzes Frequenzspektrum erzeugt. Bei einer Untersuchung der HF-Stufen eines Empfängers sind Umschaltungen und Einstellungen am Prüfgerät nicht nötig, da stets eine entsprechende Frequenz im Frequenzspektrum enthalten ist. Der Multivibrator arbeitet also sehr rationell. Für viele Zwecke erscheint jedoch der Aufwand für den Multivibrator immer noch zu hoch.

Zur ständigen Ausrüstung eines Funktechnikers gehört seit langem der Glimm-Spannungsprüfer, meist in umschaltbarer Ausführung für die drei wichtigsten Spannungsbereiche 120 V, 240 V und 380 V. Es wurde nun nach einer Möglichkeit gesucht, einen ähnlich leicht zu handhabenden und stets betriebsbereiten Test-Frequenzgenerator für die Empfänger- und Verstärkerprüfung zu entwickeln. Diese Aufgabe wurde durch das nachstehend beschriebene Gerät gelöst. Seine grundsätzliche Schaltung zeigt Bild 1.

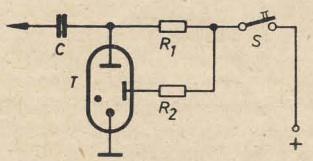


Bild 1: Schaltung des Testgenerators

Ein Kaltkatodenthyratron T wird in der Weise betrieben, daß die Anode über den Widerstand R_1 und die Starterelektrode über den Widerstand R_2 am positiven Potential der Betriebsspannung liegen. Die Katode liegt direkt am negativen Potential. Durch die an der Starterelektrode über den Widerstand R_2 liegende positive Spannung wird nach dem Schließen des Druckkontaktes S der Zündvorgang im Thyratron eingeleitet. Nach erfolgter Zündung entsteht durch den jetzt fließenden Anodenstrom am Widerstand R_1 ein Spannungsabfall. R_1 ist so groß bemessen, daß der Anodenstrom unterhalb des maximal zulässigen Wertes bleibt. Der an R_1 entstehende Spannungsabfall ist aber so groß, daß die zur Aufrechterhaltung des Zündzustandes erforderliche Spannung unterschritten wird. Das Thyratron erlischt, wodurch der Ausgangszustand wieder erreicht ist. Selbst ohne die weiterhin an der Starterelektrode liegende Spannung würde das Thyratron sofort wieder zünden, da das in ihm befindliche Edelgas noch ionisiert ist. Dieser Vorgang des Zündens und Löschens erfolgt periodisch, nachdem er einmal eingeleitet worden ist. Es entstehen also an der Anode des Thyratrons elektrische Schwingungen. Die Grundfrequenz liegt im allgemeinen bei 50 kHz. Diese Schwingungen werden ihrer Form wegen (Bild 2) Impulse genannt und sind sehr oberwellenreich. Sie werden über den an der Anode des Thyratrons angeschlossenen Kondensator C der Prüfspitze zugeleitet.

Bild 2: Erzeugte Impulse

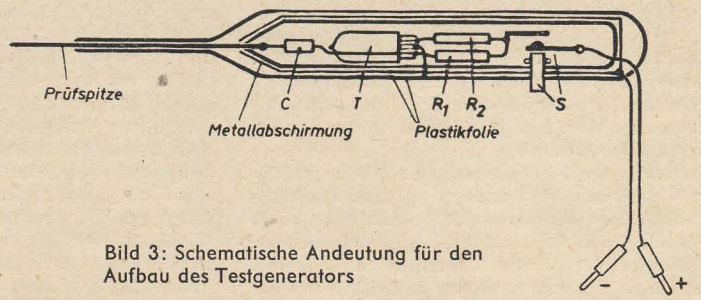


Bild 3: Schematische Andeutung für den Aufbau des Testgenerators

Die Betriebsspannung kann ohne Schwierigkeit dem Netzteil des zu prüfenden Gerätes entnommen werden, da der Anodenstrom nur 10···15 mA beträgt. Das Versuchsgerät ist wie folgt dimensioniert:

Thyratron T	Typ Z 5823
R_1	15 kΩ, 6 W
R_2	2 MΩ, 0,25 W
C	500 pF

Eine schematische Andeutung für den Aufbau des Gerätes vermittelt die Skizze Bild 3.

Eine Metallabschirmung verhindert ungewollte Streustrahlung. Die Metallabschirmung ist gleichzeitig das konstruktive Gerüst. Innen wird sie mit einer Plastikfolie ausgelegt. Der Metallkörper und ein Teil der Prüfspitze können ebenfalls mit einer Plastikfolie überzogen werden.

Nach Anschluß an die Betriebsspannung, die bei der angegebenen Dimensionierung möglichst zwischen 200 und 300 V liegen soll, ist das Gerät betriebsbereit. Solange der Druckkontakt S geschlossen ist, werden die Schwingungen erzeugt. Mit der Prüfspitze werden sie den einzelnen Stufen des Prüflings zugeleitet. Ihre Oberwellen können z. B. beim Anschluß an die Antennenbuchsen eines Mittelklassensuperhets noch bei der höchsten Empfangsfrequenz von etwa 20 MHz einwandfrei festgestellt werden. Sie sind als starkes Rauschen im Lautsprecher oder Kopfhörer zu hören. Auf dem Mittel- und Langwellenbereich spricht das Magische Auge wie beim Empfang eines sehr starken Ortssenders an.

Wird die Prüfspitze an die Eingänge von NF-Stufen geführt, so hört man im angeschlossenen Lautsprecher oder Kopfhörer ebenfalls ein Rauschen. Das Rauschen entsteht durch Vorgänge im Thyratron, die ein breites NF-Spektrum erzeugen.

Es handelt sich also bei dem Test-Frequenzgenerator um ein Gerät, das in seiner Einfachheit bei gleicher Leistungsfähigkeit kaum noch unterboten werden kann.

Einzelteile für den Fernsehgerätebau

Die Veröffentlichung einer ausführlichen Bauanleitung für einen modernen 43-cm-Intercarrier-FS-Empfänger in den Heften 12 und 13 dieses Jahrganges und das außerordentlich starke Echo aus dem Leserkreis waren die Ursache für einen Besuch bei der DHZ Elektrotechnik in Dresden, um die Frage der E-Teil-Versorgung der zahlreichen Amateure zu klären.

Alle benötigten Spezialteile für den Fernsehempfänger (Kanalwähler, Ablenkeinheit, Zeilentrafo usw.) sind in größeren Stückzahlen bei der DHZ Elektrotechnik Dresden vorrätig. Die DHZ bittet jedoch darum, die Bestellungen über die Fernseh-Vertragswerkstätten vorzunehmen, da es ihr unmöglich ist, jede einzelne private Bestellung zu berücksichtigen! Dieser Wunsch ist verständlich, noch dazu, weil unsere Vertragswerkstätten nicht berechtigt sind, den Wunsch nach einer solchen Bestellung abzulehnen. Die DHZ ist darüber hinaus bereit, in besonders schwierigen Fällen (keine FS-Vertragswerkstatt in der Nähe des Wohnsitzes) die Belieferung direkt vorzunehmen. GST-Betriebsgruppen oder andere Vereinigungen werden selbstverständlich direkt beliefert.

Das ausreichende Vorhandensein von FS-Einzelteilen wurde uns auch bei einer Betriebsreportage in den volkseigenen RAFENA-Werken bestätigt. Wenn sich aber für den einzelnen doch noch Schwierigkeiten bei der Beschaffung ergeben, so kann es nur an dem mangelnden Entgegenkommen des entsprechenden Verkaufspersonals oder aber an dem Käufer selbst liegen, der unbillige Forderungen stellt: Man kann beispielsweise von dem selbständigen Handwerksmeister einer Kleinstadt nicht verlangen, daß er Zeilentrafos am Lager hat und verkauft!

Angebote für den Amateurbedarf

RADIO UND FERNSEHEN bietet eine beschränkte Anzahl

Einrohrschiebewiderstände für Dauerbetrieb

mit Umhüllung und je drei Klemmen an.

Es handelt sich um folgende Typen:

300 Ω,	1	A	400 × 60 mm ∅
1050 Ω,	0,32	A	300 × 40 mm ∅
14 Ω,	5	A	400 × 60 mm ∅
760 Ω,	0,7	A	500 × 60 mm ∅

Bestellungen nimmt die Redaktion entgegen.

Am Jahresende stand der Gewinn!

Allerorts haben sich in den letzten Jahren auch viele Rundfunkmechanikermeister zu Produktionsgenossenschaften zusammengeschlossen.
Diese Entwicklung hat mit der Einführung des Fernsehens in unserer Republik einen starken Auftrieb erfahren, da viele kleinere Werkstätten allein gar nicht in der Lage sind, die für den Fernsehservice notwendigen Meßeinrichtungen anzuschaffen. Darüber hinaus bildet die straffe Arbeitsorganisation in den Werkstätten der PGH gute Voraussetzungen zur Erhöhung der Arbeitsproduktivität, wie sie zur Erfüllung unserer ökonomischen Hauptaufgaben dringend notwendig ist. Viele PGH, die heute auf gute Erfolge zurückblicken können, hatten im Anfang ihres Bestehens mit großen Schwierigkeiten zu kämpfen. Aber überall, wo die Mitglieder mit dem Bewußtsein arbeiteten, den für sie einzig richtigen Weg zu gehen, wurden auch die schwierigsten Situationen überwunden. Zum großen Teil liegen die Anfangsschwierigkeiten der PGH in der Weiterführung der altgewohnten Arbeitsweise der einzelnen Handwerksmeister begründet. Aber in einer PGH ist selbstverständlich auch eine neue, höhere Form der Arbeitsweise notwendig.
Hiervon mußten sich auch die Mitglieder der PGH für Rundfunk und Fernsehen in Glauchau überzeugen. Ihre Lage war mehr als bedenklich, nachdem die Gründer der PGH, mehrere selbständige Handwerksmeister, die Genossenschaft schon bald wieder verließen und eine Schuldenlast von nahezu 34000 DM zurückließen. Von den verbliebenen 18 Mitgliedern, dazu zwei Lehrlinge, fünf Kandidaten und zwei Angestellte, hatten nur zwei die Meisterprüfung und so gut wie keine Erfahrung in der Geschäftsführung.
Doch von diesen Mitgliedern dachte keiner daran, die PGH etwa aufzulösen. „Jetzt erst recht!" lautete die Devise, und man begann mit einer kritischen Einschätzung der Debetursachen. Bei der Übernahme der Produktionsmittel von den ehemaligen Einzelmeistern war sämtliches Material übernommen worden, darunter natürlich auch viele Posten, die längst veraltet waren und nun als kaum verwendbar die Bilanz belasteten. Die Auftragsannahme und -überwachung geschah in streng einzelhandwerklichem Stil frei über den Daumen gepeilt, ohne zu bedenken, daß die Zusammenarbeit Vieler ganz andere Maßstäbe der Organisation verlangt. So kam es, daß manche Kunden, ohne rechten Überblick von Tag zu Tag vertröstet, das aufkeimende Vertrauen zur PGH bald wieder verloren. Hinzu kommt, daß man die früheren Einzelwerkstätten, die über das Gebiet dreier Kreise verstreut waren, weiterhin als Annahmestellen bestehen ließ. Das wäre an und für sich kein Nachteil gewesen. Aber diese Annahmestellen blieben in den Händen der Ehefrauen der Meister, die nach wie vor „ihre" Kunden bevorzugten.
An vielen anderen Faktoren war außerdem zu erkennen, daß die Gründer der PGH weniger den Gedanken echter genossenschaftlicher Zusammenarbeit als vielmehr das Bestreben nach materiellen Vorteilen im Auge gehabt hatten. 800 und mehr DM „verschrieben" sich einige Meister auf Grund ihrer Fernsehzusatzprüfung, und da solche Monatsabfindungen zumindest im Anfang noch untragbar waren, versiegte manch ursprünglicher „Idealismus". Das war etwa der Stand vom März 1957.
Der Jahresabschluß jedoch zeigte bereits einen Gewinn von 8000,— DM. Also runde 42000 DM in neun Monaten „gutgemacht". Das wäre eine ansehnliche Summe zur Verteilung gewesen, hätte man nicht die Schulden begleichen müssen. Auf eine so schnelle Aufwärtsentwicklung hatten selbst die „bereinigten" Mitglieder nicht zu hoffen gewagt, denn nach wie vor blieben die objektiven Geschäftsbedingungen sehr hart. In der Kreisstadt Glauchau selbst, wo die PGH ihre Zentralwerkstatt einrichtete, hatte man nämlich noch keinen Einzelmeister gewinnen können, und so mußte gerade im Stadtgebiet erst um Kunden gerungen werden. Daß schließlich Aufträge in so großer Zahl und gerade auch vom sogenannten „Mittelstand" erteilt wurden, führen die neuen Vorsitzenden vor allem auf absolut reelles Preisgebaren zurück.
Jeder Auftraggeber wird absolut nur mit den tatsächlichen Kosten belastet, und diese können schon deswegen relativ niedrig sein, da gerade „Überland"-Aufträge sehr rationell miteinander verbunden werden können, weil sich die Genossenschaftsmitglieder spezialisieren und damit überdurchschnittlich produktiv werden und weil modernste Meßgeräte eine qualitativ hochwertige und schnelle Arbeit garantieren. Das ursprüngliche Annahmenetz wurde durch weitreichende Verträge mit Verkaufsstellen des gesellschaftlichen Handels ersetzt, und der rege Geschäftsgang erfordert bereits eigene Außenwerkstätten in den größeren Orten des Kreises.
Auch konnte sich die PGH außer dem üblichen „Handwerker-Zubehör", wie Wartburg-Kombi und Phänomen-Kofferwagen, schon für Zehntausende DM moderne Prüfgeräte kaufen, wie den Teletest, einen Rauschgenerator, Wobbelgenerator und Rechteckwellengenerator.
In der Verstärkerabteilung, in der Trafoproduktion und im Antennenbau wird bereits nach Normen gearbeitet, die Monatslöhne von 450,— bis 600,— DM ergeben.
Natürlich hat die Genossenschaft auch einige herkömmliche Formen des Geschäftsgebarens übernommen, wie also individuelle Kundenwerbung, Kundenbesuche abends und an Sonntagen. Solcher Kundendienst ist ja gerade in ländlichen Gegenden unvermeidlich. Es wird sich jedoch mit wachsendem genossenschaftlichem Sektor ermöglichen lassen müssen, daß auch diese Geschäftstätigkeiten innerhalb der üblichen Arbeitszeit des einzelnen PGH-Mitgliedes erledigt werden können; denn die Einhaltung der regulären 45-Stundenwoche ist gerade ein wichtiges Unterschiedsmerkmal zu manch rastlosem Hetzen handwerklicher Einzelgänger.
Es gibt auch Anzeichen dafür, daß das Umdenken von „mein" auf „unser" gute Fortschritte macht. „Schwarzarbeit", bei „Gesellen" sonst recht üblich, konnte noch bei keinem Mitglied festgestellt werden; auch „Gefälligkeiten" gehen über die gemeinsame Kasse. Die Teilnahme an der Leitungstätigkeit des Vorstandes wächst; immer häufigere Diskussionsbeiträge beweisen es. Und schließlich bahnt sich ein festes Bündnis zum genossenschaftlichen Sektor der Landwirtschaft an. Den 1. Mai verbrachte man gemeinsam in der LPG „Kampfbereit" Zumroda. Die Genossenschaftsbauern sorgten für den Leib, die Genossenschaftstechniker für lauten „Ton" und flotte Weisen.
An Geld, Kunden und kollektivem Denken scheint es den Glauchauern nun nicht mehr zu fehlen. Doch fehlts, so scheint es uns, noch an einem gesunden Selbstbewußtsein. Gewiß, die PGH Glauchau ist noch nicht gegen alle eventuellen Störungen immun. Doch soll man deshalb den politischen Charakter des neuen Kollektivs weniger deutlich hervortreten lassen?
Die Glauchauer Genossenschafter dürfen mit Recht erwarten, daß Dienststellen, volkseigene Betriebe und Handelsorgane bei der Auftragsvergabe ihren Sektor, den sozialistischen Sektor, in aller Offenheit und betont unterstützen.

Eckelt

HERBERT AUGSTEN

Die Synchrodetektorschaltung im UKW-Empfänger

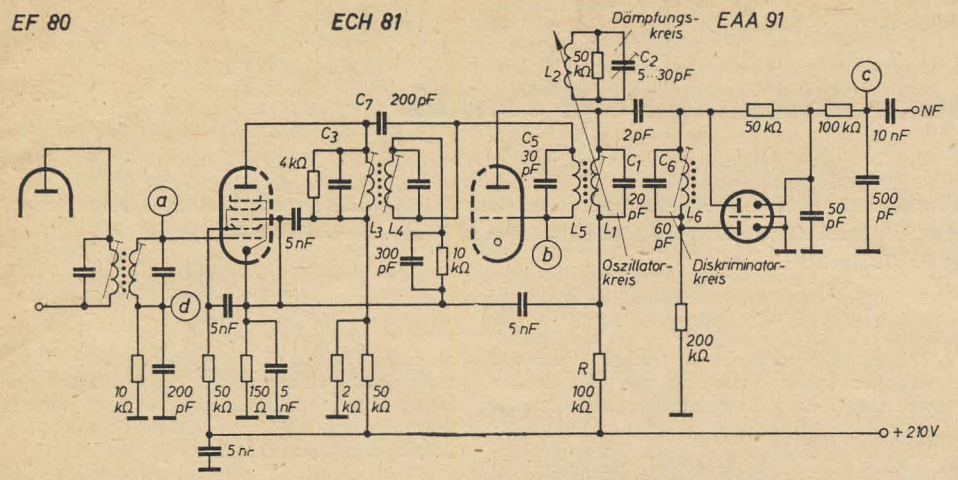
Äußerst trennscharfen UKW-Fernempfang erreicht man mit der Synchrodetektorschaltung, die vor einigen Jahren zum erstenmal in dem Spitzensuper von Körting „Syntektor 54 W" angewandt wurde.
Die Vorzüge dieser Schaltung bestehen insbesondere in der Trennschärfe, die theoretisch unbegrenzt hoch ist und in der Praxis Werte von 1 : 5000 bei einem Senderabstand von 300 kHz erreicht. Ferner wird z. B. ein Sender, der im gleichen Kanal arbeitet, vollkommen unterdrückt, wenn die Empfangsfeldstärke nur etwa 30% unter der des gewünschten Senders liegt. Die Synchronisation folgt nur dem stärkeren Signal. Mit der Schaltung wird weiter erreicht, daß nur eine bestimmte Welle ausgesiebt wird und alle anderen, einschließlich der reflektierten des gleichen Senders, gesperrt werden. Alle diese Vorzüge werden auf elektronischem Wege und nicht durch Erhöhen der Kreiszahl erreicht.
Die Empfindlichkeit des Gerätes, von dem hier nur Aufbau und Abgleich der Synchrodetektorstufe beschrieben werden, kann schon in einem Bereich von 1 bis 5 μV Eingangsspannung (ECC 85) voll ausgenützt werden, wobei andere Demodulatorschaltungen noch nicht völlig rauschfrei arbeiten.

Aufbau der Synchrooszillatorstufe

Beim Nachbau sollte man sich unbedingt an die im Bild 2 bzw. in der Tabelle angegebenen Maße und Induktivitätswerte halten, um Abstimmschwierigkeiten zu vermeiden. Aus Bild 3 ist der mechanische Aufbau der Synchrodetektorstufe ersichtlich. Die Dämpfungsspule wird auf dem Stiefelkern verschiebbar angeordnet, die Oszillatorspule und die Rückkopplungsspule dicht nebeneinander und fest auf dem Körper. Um eine zusätzliche Begrenzung zu bekommen, ist es empfehlenswert, in die ZF-Stufe vor der ECH 81 ein Begrenzerglied von 100 pF und 1 MΩ in den Filterkreis einzuschalten. Die Kondensatoren C_3 und C_7 können bei den Filtern, wo sich die Filterspule L_3 durch eine Ankopplungsspule von 40 Wdg., 0,1 ∅ CuL ersetzen läßt, wegfallen. Die Ankopplungsspule muß mit dem Filterkreis L_4 fest gekoppelt sein. Im hier beschriebenen Gerät wurden Miniaturfilter der Keramischen Werke Hermsdorf verwendet, wo aus Platzgründen keine Ankopplungsspule angebracht werden konnte.

Abgleich des Synchrodetektors

Für den Abgleich des Synchrodetektors und des FM-Demodulators ist ein UKW-Meßsender erforderlich, z. B. das Gerät Typ 159 vom VEB Funkwerk Erfurt sowie ein Röhrenvoltmeter bzw. ein μA-Meter (50 μA). Der Trimmer des Dämpfungskreises ist $^3/_4$ einzudrehen. Daraufhin wird die Oszillatorspannung am Gitter der Triode (b) kontrolliert, sie soll zwischen 15 und 20 V betragen. Anschließend ist der Oszillator durch Ablöten des Widerstandes R außer Betrieb zu setzen. Der Meßsender wird an das Heptodengitter der ECH 81 (a) angeschlossen.



▲ **Bild 1: Schaltung der Synchrodetektorstufe**

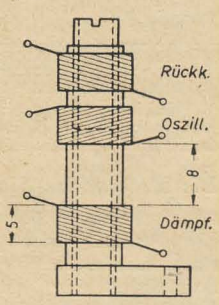
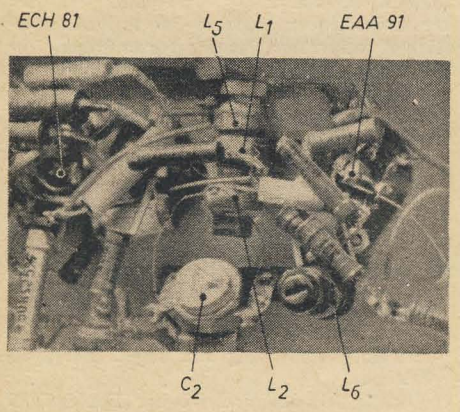


Bild 2: Aufbau der Spulen

Bild 3: Schaltungsanordnung ▼



Spule	Windungen	Induktivität	Draht
Rückkopplung, L_5	70	50 µH	0,1 ∅ CuLS
Oszillator L_1	120	130 µH	0,1 ∅ CuLS
Dämpfungskreis, L_2	135	165 µH	0,1 ∅ CuLS
Diskriminator, L_6	80	65 µH	0,1 ∅ CuLS

Bei einem UKW-Meßsender mit kleiner Ausgangsspannung, <1 V, kann auch die ZF-Verstärkung der vorhergehenden ZF-Stufen ausgenützt werden. Vor der hier beschriebenen Synchrooszillatorstufe wurden zwei ZF-Stufen mit den Röhren EF 80 verwendet. Nachdem man auch das Röhrenvoltmeter an das Oszillatorgitter (b) über einen Widerstand von 500 kΩ angeschlossen hat, werden die Bandfilterkreise L_3 und L_4 auf 10,7 MHz abgestimmt. Der Meßsender wird nun an Punkt b angeschlossen und der Diskriminatorkreis auf 2,14 MHz abgestimmt, wobei das Röhrenvoltmeter, das über 500 kΩ am Punkt c angeschlossen wird, die Nullstellung anzeigen muß. Der Meßsender ist nun abzuschalten und der Widerstand R wieder anzuschließen. Der Kern des Oszillatorkreises wird dann so lange verdreht, bis der Zeiger des Röhrenvoltmeters die Nullstellung erreicht hat. Gelingt dies nicht, müssen die Spulendaten geändert werden. Die richtige Nullstellung (insgesamt drei) ist dann erreicht, wenn der Röhrenvoltmeterausschlag bei ein bis zwei Umdrehungen des Oszillatorkernes auf Null bleibt bzw. sich nicht wesentlich verändert. Ist dieser Abgleich beendet, schwingt der Oszillator auf 2,14 MHz.

Die schwierigste Abgleicharbeit ist die des Dämpfungskreises. Der Dämpfungskreis muß so eingestellt werden, daß die Diskriminatorspannung zunächst „abreißt", wenn die Frequenz 10,7 MHz um ±150 kHz geändert wird. Unter „Abreißen" ist folgendes zu verstehen: Bei Ändern der Frequenz von 10,7 MHz um ±150 kHz steigt die Spannung am Punkt c von Null an und erreicht bei 150 kHz einen Maximalwert. Bei einer Frequenzänderung über 150 kHz bricht die Spannung zusammen, und der maximale Mitnahmebereich ist erreicht, er reißt ab. Ist der Dämpfungskreis nach Bild 2 aufgebaut, so ist er bereits kritisch gekoppelt. Im hier beschriebenen Gerät wurde mit dem angegebenen Abstand und ¼ eingedrehtem Trimmer C_2 die Synchronisierungsschwelle von ±150 kHz erreicht.

Der Meßsender ist auf die Ausgangsspannung Null zu drehen und das Röhrenvoltmeter an den Punkt b anzuschließen. Mit dem Trimmer C_2 wird nun der Dämpfungskreis auf die Resonanzfrequenz 2,14 MHz eingestellt, das ist der Punkt, wo bei einer bestimmten Trimmerstellung auf dem Röhrenvoltmeter ein Minimum angezeigt wird. Das RV-Meter wird jetzt wieder am Punkt c angeschlossen. Man ändert nun die Meßfrequenz von 10,7 MHz um ±150 kHz und beobachtet, ob die oben genannte Forderung erfüllt wird. Liegt die Synchronisierungsschwelle breiter als ±150 kHz, dann ist der Abstand zwischen Oszillatorspule und Dämpfungsspule zu vergrößern. Liegt sie unter ±150 kHz, dann ist der Abstand zu verkürzen.

Es muß jedoch bemerkt werden, daß sich durch die Abstandsänderung der kapazitive Einfluß auf die Oszillatorspule mit verändert und vor Neueinstellung des Dämpfungskreises erst die Oszillatorfrequenz nachkontrolliert werden muß. Bei der Nachstimmung ist der Kern des Oszillatorkreises so weit nachzudrehen, bis am RV-Meter wieder Nullstellung angezeigt wird.

Sind die Abgleicharbeiten beendet, kann ein UKW-Sender empfangen werden. Bei richtiger Arbeit des Synchrodetektors wird der Sender sehr „hart" einrauschen und bei einer Spannung von 0,5 V am Begrenzerpunkt d schon rauschfreien UKW-Empfang liefern.

Literatur

Der Synchrodetektor als FM-Demodulator, RADIO UND FERNSEHEN Nr. 15 (1955) S. 469.

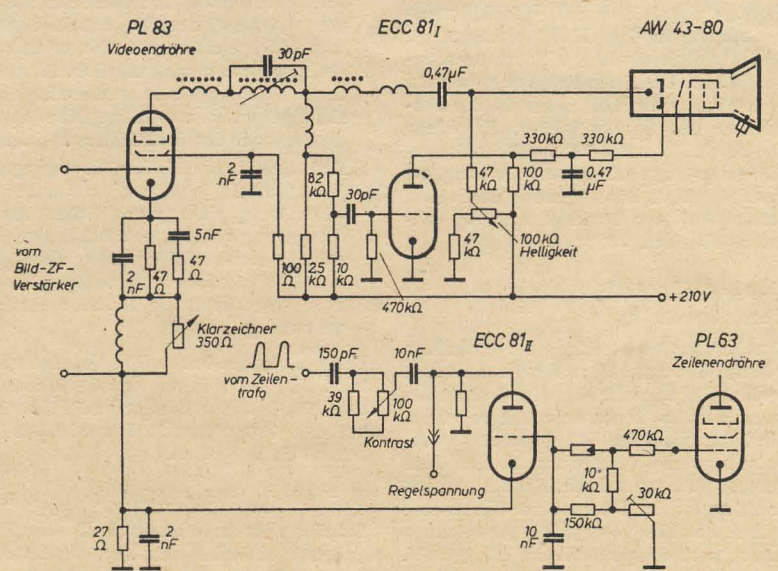
Prüfen — Messen — Abgleichen, Winfried Knobloch, FT-Bücher.

Funk-Technik Nr. 19 (1953)

radio mentor Nr. 9 (1953).

Automatische Helligkeit-Kontrast-Regelung

Mit wechselnder Raumhelligkeit ist es zum Erzielen eines guten Bildeindrucks vorteilhaft, die Grundhelligkeit und den Kontrast eines Fernsehbildes neu einzustellen. Andererseits soll das Auge nicht durch übermäßige Helligkeit des Schirmbildes ermüden. Eine von der Raumbeleuchtung gesteuerte Schaltungsanordnung der Fa. Metz soll diese Regelung weitgehend automatisieren. Über einen Spannungsteiler gelangt die Videospannung an das Gitter der ECC 81_I und erzeugt an deren Anode eine dem Bildinhalt entsprechende Gleichspannung. Diese steuert das Gitter der kapazitiv angekoppelten Bildröhre, so daß nach einmaliger Einstellung der Grundhelligkeit jedes Ändern des Kontrastes auch eine entsprechende Helligkeitsänderung zur Folge hat. Da nun die Kontrastregelung mit Hilfe der Taströhre ECC 81_{II} vorgenommen wird, ist es möglich, diese Taströhre zusätzlich von einer Hilfsspannung zu steuern, die von der Raumbeleuchtung abhängig ist. Das geschieht mit einem Spannungsteiler, in dem als lichtempfindliches Bauelement eine Selenzelle eingesetzt ist. Diese Fotozellenschaltung ist am Gitter 1 angeschlossen. Eine negative Hilfsspannung, die an dem Spannungsteiler anliegt, steuert dieses Gitter 1 so, saß die zur Regelung verfügbare Spannung sich bei größerer Raumhelligkeit verkleinert und somit Kontrast und Helligkeit gleichzeitig vergrößert. *tae-*



Ing. O. SOREJS, Prag

Probleme der Magnettonaufzeichnung beim Tonfilm

Die nachfolgende Veröffentlichung soll einen allgemeinen Überblick über die Fortschritte der magnetischen Tonaufzeichnung beim Tonfilm geben. Die Beschreibung der technischen Einzelheiten ist in zusammengefaßter Form dargestellt und läßt Schlußfolgerungen für die Filmindustrie zu.

Aufzeichnung

Um eine günstige Dynamik zu erreichen, müßte die Bandaufzeichnung im ganzen Frequenzbereich bis zur maximal zulässigen Aussteuerungsgrenze möglichst gleichmäßig erfolgen. Die notwendige Wiedergabeverstärkung wäre dann am kleinsten und die erreichte Dynamik am größten.

Speist man den Wiedergabe- und Aufnahmekopf des Tonbandgerätes mit einem konstanten Strom über den ganzen Tonbereich und mißt die Spannung am Wiedergabekopf, so stellt man fest, daß die Spannung bei tiefen und hohen Tönen stark abfällt. Der Aufnahme- und Wiedergabeverstärker muß diesen Spannungsabfall der Tiefen und der Höhen durch Anheben so ausgleichen, daß der resultierende Frequenzverlauf über den ganzen Bereich gleichmäßig ist. 1953 erschienen die Richtlinien des CCIR und die Norm der IEC, die auch vom Deutschen Normenausschuß übernommen wurden. Mit ihrer Hilfe ist es möglich, ein Tonbandgerät mit genormter Entzerrung für ein 6,3-mm-Band zu entwickeln. Ebenso sind Normen für den Frequenzverlauf der Filme 35 mm, 17,5 mm, 16 mm und 8 mm aufgestellt.

Bei der Festlegung der einzelnen Korrektur müßten die notwendigen Korrekturen des Frequenzverlaufes zweckmäßig auf den Aufnahme- und Wiedergabekanal aufgeteilt werden. Wenn die ganze Korrektur entweder nur auf der Aufnahme- oder auch nur auf der Wiedergabeseite durchgeführt würde, wäre die Aufzeichnungsfähigkeit des Bandes schlecht ausgenutzt. Es würden zusätzliche Störgeräusche auftreten und man bekäme dadurch eine schlechte Dynamik. Das Band ist am besten ausgenutzt, wenn es im ganzen Frequenzbereich gleichmäßig magnetisiert wird. Wegen der im Laufe der Zeit auftretenden Entmagnetisierung und anderer Erscheinungen ist es nicht möglich, das Band bei hohen Frequenzen ebenso stark wie bei niederen Frequenzen zu magnetisieren.

Bei den Geräten müssen die Spaltbreite, die Vormagnetisierung, der Pegel und der Frequenzverlauf nach den Normen eingestellt werden.

Die Anhebung der Höhen des Aufzeichnungsstromes wird nur in dem Maße durchgeführt, wie es dem Absinken der hohen Frequenzen ungefähr entspricht. Die tiefen Frequenzen werden nicht angehoben, denn bei diesen ist der Verzerrungsfaktor des Bandes größer. Er würde außerdem durch die erforderlichen Transformatoren (Eingangs- und Ausgangstransformator) weiter verschlechtert. Die Anhebung der Höhen überschreitet bei der Aufzeichnung im allgemeinen 15 dB nicht.

Richtlinien für die Aufnahmetechnik

Die meßtechnische Vorbereitung der Aufnahme besteht darin, daß zuerst der Wiedergabekanal mit dem Meßfilm oder Meßband und dann der Aufnahmekanal des Tonbandgerätes so eingestellt wird, daß nach der Wiedergabe der Frequenzverlauf und die Verzerrung des Signals in den zulässigen Grenzen bleiben. Bei der Herstellung der Filme ist die Toleranz der Verzerrung je nach dem Material 2···3%, die Abweichung vom empfohlenen Frequenzverlauf ist ±2 dB.

Bei der Kinoaufzeichnung rechnet man mit einer maximalen Verzerrung von 3%, die Abweichung des Frequenzverlaufes beträgt ±3 dB.

Sind die optimalen Werte des Vormagnetisierungsstromes und des NF-Aufzeichnungsstromes für irgendeinen Träger nicht bekannt, so muß zuerst der Arbeitspunkt bestimmt werden, wobei ein Kompromiß zwischen dem Frequenzverlauf, der Dynamik und dem Verzerrungsfaktor gefunden werden muß, da diese drei Größen in starkem Maße von der Vormagnetisierung beeinflußt werden.

Der Arbeitspunkt

Um den günstigsten Arbeitspunkt zu bestimmen, wird auf das Band ein niederfrequentes Signal von 1 kHz mit konstantem Pegel aufgezeichnet, wobei der HF-Vormagnetisierungsstrom verändert und die Ausgangsspannung am Wiedergabekopf als Funktion der Vormagnetisierung gemessen wird. Gleichzeitig wird der Verzerrungsfaktor festgestellt. Der Vormagnetisierungsstrom, bei dem die Verzerrung der Ausgangsspannung am kleinsten ist, stellt den optimalen Wert des Vormagnetisierungsstromes dar. Zeigen sich im Verlauf der Kurve zwei oder mehrere Minima des Verzerrungsfaktors, so ist dem niedrigsten Wert der Vorzug zu geben. Sobald der optimale Vormagnetisierungsstrom festgestellt wurde, wird der NF-Aufzeichnungsstrom so eingestellt, daß der maximale Verzerrungsfaktor 3% nicht überschreitet.

Bestimmung des vollen Nennpegels von 100 %

Die Bestimmung des vollen Nennpegels kann man auf zwei Arten durchführen.

a) Nach den Richtlinien des CCIR ist ein solcher Magnetisierungsgrad zu verwenden, daß bei der Wiedergabe ein remanenter Bandfluß von 32 mM/mm [bei der Aufzeichnung auf einen 35-mm-Film (24 Bilder/s) und einer Geschwindigkeit von 45,6 cm/s, außerdem für 16-mm-Film (24 Bilder/s) und einer Geschwindigkeit von 18,2 cm/s] erreicht wird. In diesem Falle ist bei Verwendung guten Materials keine Abstufung der Dynamik möglich. Dies ist besonders bei der Verwendung schmalerer Magnetisierungsspuren ungünstig. Man nennt dies die Methode der Einheitsmagnetisierung.

b) Auf Grund praktischer Erwägungen kann jedes Material je nach seiner Qualität bei der Einhaltung einer einheitlichen maximalen Verzerrung von 3% optimal ausgenutzt werden. In diesem Falle werden die Eigenschaften des Materials ausgenutzt. Die erwähnte zweite Art heißt die Methode der Einheitsverzerrung.

Beide Methoden haben ihre Vorzüge und Nachteile. Die Forderungen der internationalen Austauschbarkeit der Bänder und Filme in bezug auf den Frequenzverlauf werden dadurch in keinem Falle berührt.

Die Methode der Einheitsmagnetisierung

Bei dieser Methode ist der Fluß ohne Rücksicht auf das Material von der Breite der Spur abhängig (Tabelle 1). Da der magnetische Fluß nicht einfach zu messen ist, verwendet man ein Meßband oder das Meßgerät R 57. Der Vorzug dieser Methode ist der einheitliche Pegel bei der Aufnahme und im Betrieb.

Tabelle 1

1 mm Spur entspr. einem Fluß v.	32 mM/mm
2,5 mm Spur entspr. einem Fluß v.	80 mM/mm
6 mm Spur entspr. einem Fluß v.	200 mM/mm
7 mm Spur entspr. einem Fluß v.	250 mM/mm

Die Methode der Einheitsverzerrung

Alle verwendeten Materialien, ganz gleich welcher Fertigung oder Qualität, werden bis zu einem maximalen Verzerrungsfaktor von 3% magnetisiert. Zur Bestimmung der 100%igen Modulation, d. h. des vollen Nennpegels, wird der niederfrequente Strom des Aufnahmeverstärkers vergrößert, bis der Verzerrungsmesser 3% anzeigt. Der Vorzug dieser Methode ist die maximale Materialausnutzung. Der richtige Pegel und der richtige Arbeitspunkt der Vormagnetisierung bestimmen den genauen Arbeitspunkt.

Richtlinien für die Aufnahmetechnik:

a) Die Methode der Einheitsmagnetisierung kann für breite Spuren empfohlen werden. Verwendet man Material von Agfa-Leverkusen, so kann man eine Dynamik >50 dB bei einer Verzerrung von ungefähr 1% erreichen.
Wichtig ist, daß dadurch der Kopiereffekt wesentlich herabgesetzt wird und daß sich die Bedingungen für die Verständlichkeit verbessern, da mit einer niedrigen Magnetisierung von 32 mM/mm gearbeitet wird. Für schlechteres Material ist allerdings diese Magnetisierung zu hoch.

b) Die Methode der Einheitsverzerrung von 3% kann im ganzen Bereich für Kinoaufzeichnung und für Schmalspur bei maximaler Ausnutzung der Materialqualität, wie auch für alle schlechteren Materialqualitäten, empfohlen werden.

Die Vormagnetisierung

Die zum Löschen und Vormagnetisieren erforderlichen HF-Ströme werden in einem Röhrenoszillator erzeugt. Der Generator muß genügend stark dimensioniert werden, damit die höheren Harmonischen vernachlässigbar sind. Andernfalls entsteht durch die gekrümmte Charakteristik bei der Magnetisierung des Trägers eine Gleichstromkomponente, die einen starken Brumm und eine Verzerrung bewirkt. Dies gilt sowohl für den Lösch- als auch für den Vormagnetisierungsstrom.

Der Wert der Vormagnetisierung ergibt sich aus der Abhängigkeit der Ausgangsspannung und der Verzerrung des Vormagnetisierungsstromes. Entsprechend den in der Literatur erwähnten Diagrammen kann man das erste oder zweite Minimum verwenden (Bild 1). Das erste Minimum des Verzerrungsfaktors entspricht einem niedrigeren Wert der Vormagnetisierung als das

NF-Signal beträgt. Dieses Minimum ist etwas schärfer ausgeprägt und gibt meist eine größere Ausgangsspannung. Das zweite Minimum ist bedeutend breiter und daher weniger kritisch. Das zweite Minimum entspricht im allgemeinen dem doppelten Wert der Vormagnetisierung gegenüber dem NF-Signal. Ideal wäre, wenn das Maximum der Ausgangsspannung mit dem Minimum des Verzerrungsfaktors übereinstimmen würde.

Aus dem Diagramm im Bild 2 geht hervor, daß das Material von Agfa-Wolfen für schmale Spuren nicht zu verwenden ist. Man kann also

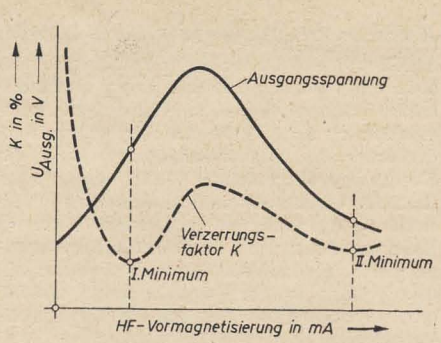


Bild 1: Spannungsabhängigkeit von der Größe der Vormagnetisierung

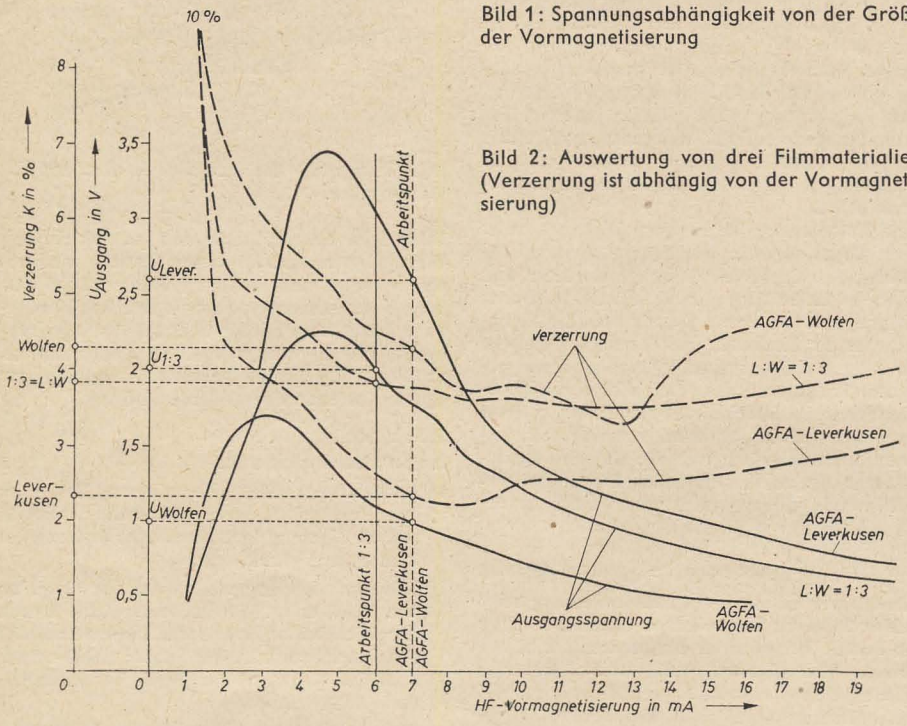


Bild 2: Auswertung von drei Filmmaterialien (Verzerrung ist abhängig von der Vormagnetisierung)

weder die Minimalforderung des genormten Frequenzverlaufes noch des genormten Pegels von 32 mM/mm einhalten. Durch Mischung zweier Magnetschichtemulsionen im Verhältnis von 1 : 3, also 25% Agfa-Leverkusen und 75% Agfa-Wolfen, lassen sich beide Forderungen einhalten.

Außerdem erreicht man eine Vergrößerung der Dynamik. Durch dieses Verhältnis von 1 : 3 ergibt sich eine außergewöhnliche Annäherung des Verzerrungsminimums und des Maximums der Ausgangsspannung.

Bei der gleichen Verzerrung (wie bei dem Material Agfa-Wolfen) erreicht man mit dem genannten Gemisch bis 80% der Dynamik des reinen Materials von Agfa-Leverkusen. Durch einen Zusatz von nur 25% des genannten Gemischs erreicht man magnetisches Material hoher Güte. Dieses Gemisch garantiert eine hohe Qualität der Tonwiedergabe in Filmtheatern für den 16-mm-Film.

Löschung

Die Vorzüge der magnetischen Aufzeichnung liegen in der Möglichkeit der wiederholten Löschung der Bänder und ihrer mehrfachen Aufzeichnung. Vorausgesetzt ist, daß die Qualität der Aufzeichnung nicht wesentlich zurückgeht und daß der Film keiner mechanischen Abnutzung unterliegt. Das ursprüngliche synchronisierte Magnettongerät der DEFA hatte diese Eigenschaft noch nicht.

Durch die Einführung der HF-Löschung wurde der Brumm in den Modulationspausen restlos beseitigt.

Der Brumm zeigt sich bei der Modulation und wächst mit der Amplitude des aufgezeichneten Signals. Das stört im allgemeinen nicht. Bei der Einwirkung von zwei Toneindrücken, von denen einer wesentlich lauter ist als der andere, wird die geringere Tonreizung nicht aufgenommen, da sie durch den stärkeren Ton überdeckt wird.

Bei der Löschung mit Hilfe eines Wechselfeldes durchläuft jedes Trägerteilchen zunächst die Grenzwerte der Sättigungspunkte der Hysteresisschleife. Die Nullwerte, d. h. der magnetisch neutrale Zustand, wird allerdings nur dann erreicht, wenn bei der Verkleinerung des Wechselfeldes eine ausreichend große Zahl von Übermagnetisierungen erreicht wird. Es ist deshalb erforderlich, daß das Löschfeld der Köpfe im Spalt allmählich sinkt. Durch Einführung einer verhältnismäßig großen Spaltbreite des kreisförmigen Kernes kann man eine kleine Steilheit erreichen. Setzt man eine fünffache Vormagnetisierung in der halben Spaltbreite von 0,12 mm voraus, so kommt man zu einer Frequenz von 30 kHz.

Um bei einer vorgegebenen Bandgeschwindigkeit eine kleine Spaltbreite zu erreichen, wählt man eine hohe Löschfrequenz. Dem widersprechen allerdings energetische Gründe, denn mit steigender Frequenz wachsen die Hysteresis- und Wirbelstromverluste im Eisenkern. Eine Lösung zeigte sich erst durch die Verwendung von Ferritköpfen, bei denen diese Verluste wesentlich niedriger sind, während die Magnetisierung intensiver ist. Die Begrenzung der festgelegten Magnetisierung durch Verringerung des Löschstromes ist durch die Erwärmung des Löschkopfes bedingt. Tatsache ist, daß das Problem der Löschung im tschechoslowakischen Rundfunk gelöst wurde und seit Einführung der Ferritköpfe weit weniger Löschdrosseln Verwendung finden.

Heute wird ausschließlich die Längsmagnetisierung verwendet. Mit der Längsmagnetisierung ist allerdings bei dieser Aufzeichnungsmethode gleichzeitig auch eine Quermagnetisierung verbunden. Nur in der Mitte des Spaltes kommt es zu einer reinen Längsmagnetisierung.

Je enger der Spalt ist, um so stärker ist die Komponente der Quermagnetisierung. Wird nicht darauf geachtet oder erfolgt eine Übersteuerung des Trägers durch ein starkes Signal, kann es geschehen, daß diese Aufzeichnung nicht restlos mit dem normalen Löschkopf gelöscht werden kann. Wenn dann der Träger vor dem Löschkopf vorbeiläuft, der einen viel größeren Spalt besitzt und dadurch auch eine andere Feldverteilung als der Aufnahmekopf hat, genügt seine Löschwirkung, um die Komponente der Längsmagnetisierung zu löschen. Die Komponente der starken Quermagnetisierung ist nicht zu beseitigen. Ist die Form des Feldes im Löschkopf mit großem Spalt nicht identisch mit der Form des Feldes am Aufnahmekopf, so ist eine zu starke Komponente der Quermagnetisierung nicht zu beseitigen. Das wurde experimentell damit bewiesen, indem das Band durch einen Ringmagneten lief, der den Bandträger in seiner ganzen Dicke entmagnetisierte. Die restliche Aufzeichnung konnte dann restlos mit dem normalen Löschstrom gelöscht werden.

Stark übersteuerte Bänder müssen also mit einer Löschdrossel entmagnetisiert werden. Die starke Streuung dieser Drossel enthält alle Magnetisierungsrichtungen, auch eine Komponente für die Quermagnetisierung, so daß eine vollkommene Entmagnetisierung erreicht wird. Ist der Träger normal ausgesteuert, so ist die Quermagnetisierung klein und das Band kann mit dem normalen Löschkopf entmagnetisiert werden.

Richtlinien für die Aufnahmetechnik:

a) Vermeidung von Übersteuerungen,

b) Verwendung einer Drossel mit einem magnetischen Streufeld von 50 Hz zur Löschung.

Kopiereffekt

Ist das Band sehr stark ausgesteuert, so zeigt sich dies durch mehrfache Wiedergabe vor und nach dem Hauptsignal. Die Kraftlinien, die aus dem Band austreten, bewirken eine Magnetisierung der benachbarten Windungen des aufgewickelten Trägers. Diese Erscheinung zeigt sich bei leicht magnetisierbaren Bändern stärker als bei unempfindlichen Bandarten, wobei die langen und die mittleren Wellenlängen stärker durchkopiert werden. Bei ihnen ist die Tiefenwirkung der Kraftlinien größer.

Der Kopiereffekt kann normalerweise vernachlässigt werden. Er tritt allerdings sehr stark hervor, wenn die ganze aufgewickelte Spule einem Wechselfeld ausgesetzt wird. Dazu kann es kommen, wenn die Bandspule unbeabsichtigt mit der Aufzeichnung in das Streufeld eines Netztransformators kommt. Dieses Streufeld wirkt dann ähnlich wie die hochfrequente Vormagnetisierung, wobei die Kopiererscheinung in den für sie günstigen Arbeitspunkt der dynamischen Charakteristik gerät. Ähnlich wirkt ein starkes hochfrequentes Feld, z. B. in der Nähe einer Sendeantenne, wodurch die Aufzeichnung vollkommen wertlos werden kann.

In dem Falle, daß eine seltene Aufnahme bereits durchkopiert ist, kann in Zukunft eine Einrichtung benutzt werden, bei der der Film von neuem über den Aufzeichnungskopf ohne niederfrequentes Signal läuft. Die Vormagnetisierung wird von Null an so erhöht, daß die durchkopierte Modulation gerade verschwindet. Der genau eingestellte HF-Strom erzeugt nur ein schwaches Löschfeld, welches das Hauptsignal praktisch nicht beeinflußt.

Der Kopiereffekt, der selbst nicht erwünscht ist, wurde in letzter Zeit dazu verwendet, um von einer Aufzeichnung eine beliebig große Zahl von Kopien herzustellen, ohne daß dazu die teuren Aufnahmeeinrichtungen verwendet werden müs-

sen. Für den Kopiervorgang genügt eine einfache Umwickeleinrichtung, die es ermöglicht, daß das Originalband mit der Aufzeichnung eines oder mehrere magnetisch normale Bänder auf Rollen so berührt, daß es an diesen Stellen zu einem engen Kontakt zwischen Original und Kopie kommt und keine gegenseitige Verschiebung zwischen den einzelnen Bändern im Laufe des Kopiereffektes eintritt. An den Berührungsstellen sind hochfrequente Spulen angeordnet, durch die ein Vormagnetisierungsstrom fließt, der für das Original ein optimales Vormagnetisierungsfeld erzeugt, das eine vollkommene unverzerrte Kopie herzustellen gestattet.
Die Vorzüge dieses Prozesses sind sehr bedeutend. Die mechanische Konstruktion ist sehr einfach und erfordert keine justierten, sich abnutzenden Wiedergabeköpfe.
Beim Kopieren ist es wichtig, daß bei jedem Durchlauf ein konstanter Vormagnetisierungsstrom, wie er für die unverzerrte Kopie erforderlich ist, eingehalten wird.
Um eine unerwünschte Löschung im Original beim Kopieren in kleinen Grenzen zu halten, ist es zweckmäßig, für diesen Zweck schwer entmagnetisierbares Band und für die Kopie magnetisch weiches Material zu verwenden.
Die UdSSR hat eine spezielle Kopiermaschine entwickelt, auf der gleichzeitig sieben Bänder kopiert werden können.

Richtlinien für die Aufnahmetechnik:

a) Vermeidung von Übersteuerungen,

b) Verwendung von magnetisch hartem Bandmaterial und magnetisch harten Filmen,

c) Schutz des Filmes und des Bandes mit der magnetischen Aufzeichnung vor einem magnetischen Wechselfeld (Streufeld von Transformatoren usw.),

d) die Methode des Kopierens ist in Zukunft für den 16-mm-Film zu verwenden.

Wiedergabe

Ein wichtiger Vorzug der magnetischen Aufzeichnung gegenüber den anderen Methoden ist die praktisch unbegrenzte Abspielmöglichkeit. Die Aufzeichnung ändert ihre Qualität durch die Abnutzung nicht, wie dies bei der Lichtaufzeichnung des Tonfilmes der Fall ist.

Korrekturmethoden

Die Korrekturmethoden, die zum Abgleich des Frequenzverlaufes des Wiedergabekopfes dienen, kann man im wesentlichen in zwei Gruppen einteilen, die durch die Ausdrücke „Leerlaufschaltung" und „Kurzschlußschaltung" charakterisiert werden [siehe auch RADIO UND FERNSEHEN Nr. 1 (58) S. 21].

Wiedergabeköpfe in Leerlaufschaltung

Bei dieser Schaltung ist der hochohmige Kopf direkt an das Gitter der Röhre angeschlossen, der niederohmige Kopf liegt über einen Transformator an einem verhältnismäßig großen Gitterwiderstand. Es ist zweckmäßig, sich die Wicklung des Wiedergabekopfes als sekundäre Wicklung des Transformators vorzustellen. Als Primärseite muß dann das sich bewegende Band gelten.

Der Verlauf der induzierten Spannung ist

$$U_0 = 4{,}44 \cdot \mathfrak{B} \cdot q \cdot w \cdot f \cdot 10^{-8} = A \cdot f.$$

Die Spannung steigt also proportional mit der Frequenz. Infolge der Entmagnetisierung und des Spalteffektes hat die induzierte Spannung einen gekrümmten Verlauf. Dieser frequenzabhängige Verlauf der Spannung wird in der folgenden Verstärkerstufe durch eine zweckmäßige Korrektur linearisiert.

Kurzschlußschaltung des Wiedergabekopfes

Arbeitet der Wiedergabekopf im Kurzschluß, d. h. die Wicklung ist über einen verhältnismäßig kleinen ohmschen Widerstand kurzgeschlossen, dann fließt ein Kurzschlußstrom, der durch die Induktivität der Wicklung des Kopfes und durch seinen Widerstand gegeben ist. Dadurch entsteht an dem ohmschen Widerstand ein Spannungsabfall, der dem Gitter der Röhre zugeführt wird. Im Falle des Kurzschlusses gleicht der induktive Spulenwiderstand ωL, der ebenfalls mit der Frequenz steigt, den frequenzproportionalen Zuwachs des Kurzschlußstromes aus.

$$I_k = \frac{U_0}{\omega L} = \frac{Af}{2\pi f \cdot L} = \frac{A}{2\pi L}.$$

Dieser Kurzschlußstrom ist frequenzunabhängig, solange der Einfluß der Entmagnetisierung und Spaltwirkung nicht wirksam werden. Die Ausgangsspannung ist unterhalb von 1 kHz konstant, wenn der Scheinwiderstand der Spule genügend groß gegenüber dem Belastungswiderstand R ist.
Eine Erweiterung des Frequenzbereiches unter diese Grenzfrequenz erreicht man durch Belastung des Kopfes mit einem Widerstand und einem in Reihe liegenden Kondensator. Durch die geeignete Wahl von C kann man die Eigenresonanz des Kreises in den Bereich der tiefsten übertragenen Frequenzen legen und durch geeignete Wahl von R eine Überhöhung der Resonanz erreichen. Durch diesen geschlossenen Kreis des Wiedergabekopfes kann man eine vollkommene Linearisierung von der unteren Grenzfrequenz bis zu den höchsten Frequenzen erreichen und einen geradlinigen Verstärker für die Wiedergabe verwenden.

Der Einfluß einer schiefen Spalteinstellung

Ähnlich wie bei der Lichttonaufzeichnung zeigt sich auch bei der magnetischen Tonaufzeichnung ein Abfall bei höheren Frequenzen, d. h. bei kleinen Wellenlängen, wenn der Spalt des Wiedergabekopfes nicht parallel zum Spalt des Aufnahmekopfes steht. Bei der Aufnahme ist es notwendig, daß über die ganze Länge des Bandes die Spur des Spaltes senkrecht zur Bewegungsrichtung des Bandes steht. Außerdem muß bei der Wiedergabe der Spalt des Wiedergabekopfes parallel zu dieser aufgenommenen Spur stehen, damit die aufgezeichneten Aufnahmen auf verschiedenen Geräten mit der gleichen Qualität wiedergegeben werden können.
Bei der Verwendung zweier selbständiger Köpfe für Aufnahme und Wiedergabe, deren Spalte einen Winkel α einschließen, zeigt sich ein Abfall, der vom Verhältnis der Breite des Bandes zur aufgezeichneten Wellenlänge b/λ und vom Winkel α, den beide Spalte einschließen, abhängt.

$$\text{Abfall } A \approx \frac{\sin \pi \frac{b}{\lambda} \cdot \tan \alpha}{\pi \frac{b}{\lambda} \cdot \tan \alpha} = \frac{\sin x}{x},$$

$$\text{oder in dB,} \qquad A = 20 \cdot \lg \frac{\sin x}{x}.$$

$$\text{Hierin ist } x = \pi \frac{b}{\lambda} \tan \alpha.$$

Der Spalt hat sich durch die Schiefstellung scheinbar um den Faktor $b \cdot \tan \alpha$ (Bild 3), also um die Projektion des Spaltes auf die Längsrichtung des Bandes verbreitert. Ist diese Projektion des Spaltes gleich der Wellenlänge, so muß die Ausgangsspannung Null werden, denn im Kern wirken gleichzeitig die positive und negative Halbwelle der Spur und kompensieren sich.
Ist die Verdrehung des Spaltes gerade so groß, daß die Projektion gleich der Spaltbreite ist, dann ist $b \cdot \tan \alpha = s$, und der Abfall entspricht annähernd der doppelten Breite des Spaltes. Der gesamte Abfall für eine bestimmte Wellenlänge ist eine Funktion des Spaltes, und die Verdrehung des Spaltes ist gleich dem Produkt beider Abfälle.
In der Praxis kann man eine maximale Verdrehung um $^1/_4$ der Spaltbreite des Wiedergabekopfes zulassen. Für eine Breite des Bandes von 6,5 mm und eine Spaltbreite von 20 μ ergeben sich für diesen Verdrehungswinkel α = 2,7 Min.

$$\tan \alpha = \frac{1}{4} \cdot \frac{s}{b} = 5\ \mu / 6500\ \mu \approx 8 \cdot 10^{-4} \quad \text{in } \hat{\alpha}.$$

Diesem Winkel entspricht im Gradmaß der Winkel 2,7′.

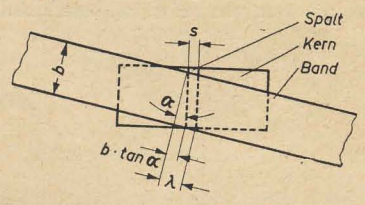


Bild 3: Einfluß des schiefen Spaltes auf die Wiedergabe

Diese hohe Genauigkeit ist nur auf elektrischem Wege zu erreichen. Zu diesem Zwecke wird mit einem genau eingestellten Aufnahmekopf eine hohe Frequenz aufgezeichnet. Bei der Wiedergabe wird der Wiedergabekopf solange verdreht, bis die wiedergegebene Spannung am größten ist. Die so gefundene Stellung des Spaltes ist dann die optimale Stellung.

Richtlinien für die Aufnahmetechnik:

a) Anschaffung eines besonderen Meßfilmes oder Prüfbandes, das die Kontrolle des Pegels und die Messung der senkrechten Stellung des Spaltes ermöglicht,

b) jede Aufzeichnung wird mit einer Frequenz von 1000 und 7000 Hz kontrolliert. Durch Vergleich beider Frequenzen kann man direkt den Betriebszustand der Spalteinstellung wie auch den Nennwert des Pegels der Aufzeichnung bestimmen,

c) die maximale Schrägstellung des Spaltes der Köpfe für Atelieraufzeichnung beträgt 3 min.,

d) durch die Leerlaufschaltung erreicht man eine größere Dynamik. Durch die Kurzschlußschaltung des Wiedergabekopfes ergibt sich ein einfacher Verstärker, da der Strom des Kopfes in einem großen Frequenzbereich frequenzunabhängig ist.

Die Normen des Frequenzverlaufes

Nach den Empfehlungen des CCIR (übernommen von der IEC) wurden die Kennlinien der Wiedergabeverstärker mit Hilfe der Zeitkonstanten τ des Reihen-RC-Gliedes entsprechend der Geschwindigkeit der verwendeten Bänder und des magnetischen Filmmaterials festgelegt. (Siehe auch RADIO UND FERNSEHEN Nr. 22 (57) S. 711).
Die den Frequenzverlauf der Verstärker bestimmenden Faktoren für die Wiedergabe magnetischer Aufzeichnungen nach IEC (1954) sind in Tabelle 2 dargestellt.

Tabelle 2

Magnettonbänder		Magnettonfilme			
v in cm/s	τ in μs	v in cm/s	τ in μs	Filmgröße in mm	Geschwindigkeit in Bilder/s
76,2	35	45,6	35	35	24
38,1	35	47,5	35	35	25
19,05	100	18,3	100	16	24
		19,05	100	16	25
9,5	200	9,1	200	8	24
		6,1	200	8	16

Pegelnorm

Nach den Empfehlungen des CCIR ist ein solcher Magnetisierungsgrad zu verwenden, daß für das 6,3-mm-Band und für den 35- und 16-mm-Film der remanente Bandfluß 32 mM/mm beträgt.
Bei Verwendung von Material hoher Güte ist diese Forderung zu erfüllen. Es ist zweckmäßig, diesen Pegel bei Filmkopien von 16 und 35 mm mit magnetischer Aufzeichnung einzuhalten.

Spurennorm

Der allmähliche Übergang auf magnetische Aufzeichnung ist anzustreben. Am zweckmäßigsten erscheint die französische Norm von magnetischen Randspuren. Bei dieser Norm können die Filmtheater, die eine magnetische Aufzeichnungseinrichtung besitzen, die magnetische Aufzeichnung wiedergeben. Filmtheater mit alten Einrichtungen können ohne Änderung die Lichtaufzeichnung verwenden.
Bei der Frage der Geschwindigkeitsnorm des Tonbandgerätes ist darauf zu achten, daß bei einer Bandgeschwindigkeit von 38,1 cm/s bei Magnettongeräten mit dem 6,3-mm-Band alle Anforderungen der Studiotechnik erfüllt werden.
Nur im Hinblick auf die umfangreichen Bandarchive wurde bisher die Geschwindigkeit von 76,2 cm/s nicht verlassen.

Meßmethoden

Die genaueste Messung ergibt die Verwendung eines Meßbandes oder Meßfilmes. Da die Verwendung des Filmes nicht unbegrenzt ist, die Genauigkeit der Meßfilme ist nur bis zu 100-facher Verwendung gewährleistet, wurden Methoden gesucht, um sowohl den Pegel als auch die Frequenzkurve unter Verwendung eines Tongenerators und Röhrenvoltmeters einzustellen. Voraussetzung aller dieser vereinfachten Messungen ist ein konstanter wirksamer Luftspalt der Wiedergabeköpfe. Mit Hilfe eines Tongenerators und eines Röhrenvoltmeters kann man den Wiedergabekanal mit der magnetischen Induktion im Kern des Wiedergabekopfes oder nach der Methode der galvanischen Anschaltung an den Eingang des Wiedergabeverstärkers justieren.

Die Methode der magnetischen Induktion im Wiedergabekopf

Diese Methode erfordert eine Vierpolersatzschaltung. Der Vierpol ist so ausgeführt, daß die konstante Spannung des an seinen Eingang angeschlossenen Tongenerators eine Ausgangsspannung für die Meßschleife, den Meßleiter oder Meßkopf hervorruft. Im Wiedergabekopf wird ein magnetischer Fluß induziert, der der genauen Norm des Bandflusses entspricht. Bei Anwendung dieser Methode wird ein richtig bemessener und angepaßter Vierpol sowie ein konstanter Abstand aller Vergleichs- und Meßköpfe von 10 μ vorausgesetzt.

Die Methode der galvanischen Verbindung mit dem Verstärkereingang

Der Ersatzkreis besteht aus einem angepaßten Vierpol und der Serienschaltung der Meßwicklung und des Wiedergabekopfes.
Das Messen der Spalte kann man optisch oder elektrisch durchführen. Die elektrische Bewertung der senkrechten Stellung des Spaltes wie auch der eigentlichen Spaltbreite ist am genauesten, da bei dieser Methode alle Unregelmäßigkeiten der mechanischen Bearbeitung genau erfaßt werden. So bestimmt man die tatsächliche, sogenannte wirksame Spaltbreite, die entscheidend für den Frequenzbereich des verwendeten Kopfes ist.
Für die Pegeleichung des magnetischen Bandflusses verwendet man entweder Meßwiedergabeköpfe oder magnetische Schleifen aus einer Windung. Diese Methode wurde von Vuzort entwickelt. Die gemessenen Unterschiede bei dem sowjetischen Normalband erreichen maximal 4%, was eine ausreichende Genauigkeit darstellt.

WERNER WUNDERLICH

Elektronische Geräte zum Prüfen der Gleichzeitigkeit bzw. Reihenfolge von Schaltvorgängen

In der vorliegenden Arbeit soll gezeigt werden, wie durch geschickte Ausnutzung der Eigenschaften von Bauelementen der Elektronik bei geringem Aufwand Meß- und Prüfgeräte geschaffen werden können, die Aufgaben zu lösen vermögen, die bisher nur mit erheblich größerem Aufwand gelöst werden konnten.
So besteht in der Relais- und Schaltertechnik oft die Aufgabe, zwei oder mehrere Schaltkontakte, die gemeinsam betätigt werden, so zu justieren, daß bei einem Schaltvorgang die Kontakte gleichzeitig schließen. Dabei bedeutet Gleichzeitigkeit eine Zeitdifferenz, die meist wesentlich kleiner als eine Millisekunde ist.
Die Kontrolle bzw. Messung der Gleichzeitigkeit von Schaltvorgängen wurde bisher im allgemeinen so vorgenommen, daß über die zu untersuchenden Kontakte eine Wechselspannung bekannter Frequenz an die Meßschleifen eines Schleifenoszillografen gelegt wurde und aus der Differenz der von den Meßschleifen geschriebenen Anzahl von Schwingungen die Zeitdifferenz des Schließens der Kontakte berechnet wurde. Das Zeitauflösungsvermögen dieser Meßanordnung ist weitgehend abhängig von der Maximalfrequenz der Meßschleifen, die bei etwa 20 kHz liegt.
Eine größere Meßgenauigkeit bietet das elektronische Verfahren, bei dem eine Wechselspannung bekannter Frequenz über die zu untersuchenden Kontakte zwei oder mehreren (je nach Zahl der zu untersuchenden Kontakte) elektronischen Impulszählgeräten zugeführt wird. Dabei muß natürlich wieder die Frequenz dieser Wechselspannung dem Auflösungsvermögen der Impulszählgeräte angepaßt sein. In der Technik verfügt man heute über Impulszählgeräte, die Schwingungsfolgen bis zu 1 MHz zählen. Die Auswertung des Meßergebnisses wird wie beim Schleifenoszillografen vorgenommen unter Berücksichtigung des prinzipiellen Fehlers der elektronischen Impulszählgeräte von ± 1 Impuls.

Der Aufwand an Meßmitteln ist bei beiden Verfahren recht erheblich, wobei bei der Benutzung eines Schleifenoszillografen auch der Zeitaufwand sehr groß ist, da nach jeder Messung bzw. Meßreihe das belichtete Papier erst entwickelt werden muß.
Im allgemeinen ist es jedoch in der Praxis nicht notwendig, die Zeitdifferenz des Schließens zweier gemeinsam betätigter Kontakte mit hoher Genauigkeit absolut zu messen, sondern es genügt als Meß- oder Prüfergebnis die Aussage, daß die Kontakte innerhalb einer vorgegebenen Toleranz hinsichtlich der Zeitdifferenz schließen, wobei die zuzulassende Toleranz vielfach wesentlich kleiner als 0,1 ms sein wird.
Aus Gründen der Rationalisierung der Fertigung und Prüfung von Relais und Schaltern (einschließlich der Relais der Netzschutztechnik und der Hochspannungs- und Hochleistungsschalter) wurde nach einer Möglichkeit gesucht, die Gleichzeitigkeit bzw. Reihenfolge von Schaltvorgängen mit möglichst hoher Genauigkeit, aber bei geringem Aufwand feststellen zu können.
Bei der Entwicklung eines solchen Gerätes wurde von dem Gedanken ausgegangen, die Eigenschaft der Starterelektrode eines Kaltkatodenthyratrons auszunutzen, bei Anlegen einer positiven Spannung an die Starterelektrode das Thyratron innerhalb einer Ionisierungszeit von normal 20 μs zu zünden. Die Realisierung dieses Gedankens führte zu einem Gerät, dessen Schaltung im Bild 1 dargestellt ist.
Die Schalter S_1 und S_2 stellen die zu prüfenden Kontakte eines Relais oder Schalters dar, die gemäß Bild 1 an das Prüfgerät angeschlossen werden.
Das Thyratron T_1 liegt mit seiner Katode an der Mitte eines hochohmigen Spannungsteilers R_1, R_2 und mit der Anode über das Schauzeichen S_{z1} an der positiven Anodenspannung. Die Starterelektrode ist über den hochohmigen Schutzwiderstand R_3 ebenfalls an die Mitte eines hochohmigen Spannungsteilers R_4, R_5 gelegt, so daß sie zunächst das gleiche Potential wie die Katode besitzt. Der Schutzwiderstand R_3 hat die Aufgabe, beim Schließen des Kontaktes S_2 eine Glimmentladung zwischen Starterelektrode und Anode des Thyratrons T_1 zu verhindern, bevor S_1 schließt. Analog zum Thyratron T_1 ist das Thyratron T_2 geschaltet. Es liegt mit seiner Katode an der Mitte des hochohmigen Spannungsteilers R_4, R_5, mit seiner Anode über das Schauzeichen S_{z2} an der gleichen positiven

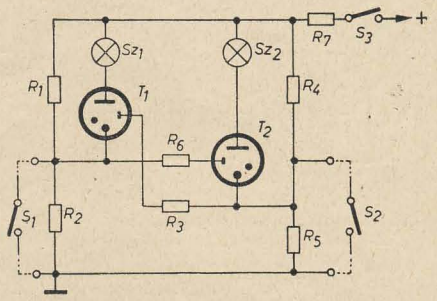


Bild 1: Schaltung eines Gerätes zum Prüfen der Reihenfolge des Schließens von Kontakten mit einer Zeitdifferenz $< 20\,\mu$s

Anodenspannung wie das Thyratron T_1 und mit seiner Starterelektrode über den Schutzwiderstand R_6 an der Mitte des hochohmigen Spannungsteilers R_1, R_2.
Die Schaltung arbeitet folgendermaßen: Es sei zunächst angenommen, daß S_1 vor S_2 geschlossen wird. Das Gerät wird durch das Schließen von S_3 betriebsbereit. Nach erfolgtem Schließen von S_1 liegt jetzt die Katode von T_1 über S_1 an Minuspotential. Damit liegt zwischen Katode und Anode von T_1 die volle Anodenspannung, während dessen Starterelektrode gegenüber der

Katode jetzt mit der halben Anodenspannung positiv vorgespannt ist. Dadurch zündet T_1. Die Zündung wird durch Sz_1 angezeigt. R_7 hat die Aufgabe, den Stromfluß durch das jeweils gezündete Thyratron zu begrenzen. Schließt nun S_2, so wird die Starterelektrode von T_1 über R_3 und S_2 ebenfalls an Minuspotential gelegt. Am Stromfluß durch T_1 ändert sich dadurch nichts. Eine Zündung von T_2 ist nicht möglich, da bereits beim Schließen von S_1 dessen Starterelektrode über R_6 und S_1 an Minuspotential gelegt wurde.

Analog verläuft der Vorgang, wenn S_2 vor S_1 geschlossen wird. In diesem Falle zündet T_2, was durch Sz_2 angezeigt wird.

Schließlich sei der Fall betrachtet, daß S_1 und S_2 gleichzeitig schließen. Gleichzeitigkeit bedeutet hier eine Zeitdifferenz, die kleiner als 20 μs ist. In diesem Falle wird die Katode von T_1 gleichzeitig mit der Katode von T_2 an Minuspotential gelegt. Das gleiche gilt für die Starterelektroden beider Thyratrons. Dadurch kann keines von beiden zünden, und die Schauzeichen bleiben in der Ruhestellung.

Soll die vorgegebene Toleranz hinsichtlich der Gleichzeitigkeit des Schließens von S_1 und S_2 größer sein als die Ionisierungszeit der verwendeten Thyratrons, dann ist die Schaltung Bild 1, wie im Bild 2 angegeben, zu ergänzen. Zwischen die Starterelektrode von T_1 und Minuspotential wird C_1 und zwischen die Starterelektrode von T_2 und Minuspotential der in seiner Kapazität gleich große Kondensator C_2 geschaltet. Die Schaltung arbeitet dann in folgender Weise:

Es sei wieder angenommen, daß S_1 zuerst schließt. Wie bereits beschrieben, zündet dadurch T_1, da seine Katode über S_1 an Minuspotential gelegt wird und damit zwischen Katode und Anode von T_1 die volle Anodenspannung liegt, und an der Starterelektrode über den hochohmigen Widerstand R_3 vom Spannungsteiler R_4, R_5 die zur Zündung in jedem Falle ausreichende halbe Betriebsspannung wirksam ist.

C_2 an der Starterelektrode von T_2 wurde durch den Spannungsteiler R_1, R_2 über den Widerstand R_6 aufgeladen. Nach erfolgtem Schließen von S_1 wird C_2 über den hochohmigen Widerstand R_6 entladen.

Wird nun S_2 geschlossen, bevor die Spannung an C_2 unter die für die Zündung von T_2 an dessen Starterelektrode erforderliche Spannung abgesunken ist, so zündet auch T_2.

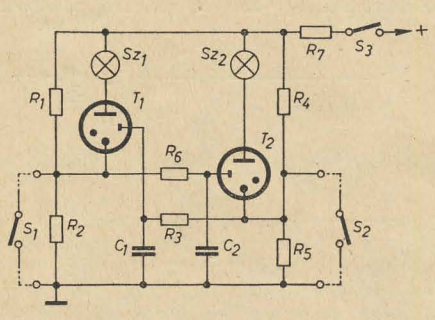


Bild 2: Schaltung eines Gerätes zum Prüfen der Reihenfolge des Schließens von Kontakten mit einer Zeitdifferenz > 20 μs

Analog arbeitet die Schaltung, wenn S_2 vor S_1 schließt.

Um den Zündzustand für beide Thyratrons zu erreichen, ist es bei dieser Schaltung notwendig, entweder hochohmige Schauzeichen zu verwenden oder niederohmige Schauzeichen mit einem Vorwiderstand zu betreiben.

Soll die Reihenfolge des Öffnens von Schaltkontakten geprüft werden, so ist eine Schaltung nach Bild 3 zu verwenden. Sie unterscheidet sich von der Schaltung nach Bild 1 dadurch, daß die Katoden der Thyratrons an Minuspotential gelegt sind. Nach dem Anschluß der zu untersuchenden Kontakte S_1 und S_2 wird der

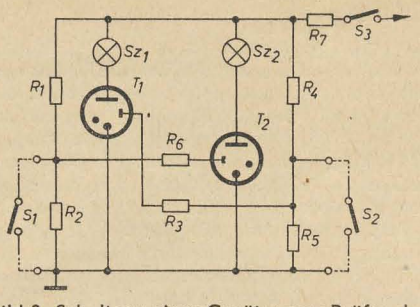


Bild 3: Schaltung eines Gerätes zum Prüfen der Reihenfolge des Öffnens von Kontakten

Betriebsschalter S_3 geschlossen. Öffnet nun z. B. S_1 vor S_2, dann zündet T_2, das solange gezündet bleibt, bis S_3 geöffnet wird.

Ein Beispiel eines ausgeführten Prüfgerätes mit Dimensionierungsangaben zeigt Bild 4. Es dient zum Prüfen von Hilfsrelais mit einem Kontaktsatz von drei Kontakten. Steht der Umschalter S_4 in Stellung „a", so wird S_1 gegen S_2 und in Stellung „b" S_1 gegen S_3 geprüft. Die Zeitverzögerung durch C_1 und C_2 ist so bemessen, daß ein Justieren des Kontaktsatzes für Hilfsrelais möglich ist, die praktisch für jeden Verwendungszweck ausreicht.

Wegen des außerordentlich geringen Aufwandes, der einfachen Handhabung und der sofortigen Anzeige des Prüfergebnisses ist es möglich, das Gerät in weitem Maße beim Justieren von Relais -und Schalterkontakten von Relais und Schaltern aller Art bei der Einzelfertigung so gut wie bei der Massenproduktion zu verwenden.

Ein sehr einfaches Gerät zum Prüfen der Reihenfolge vieler Schaltvorgänge, wie es z. B. zum zum Prüfen größerer Schaltgeräte verwendet werden kann, zeigt Bild 5.

Das Gerät wird folgendermaßen bedient. Die Schalter S_1 bis S_n werden zunächst geschlossen. Die auf die Reihenfolge des Schließens zu prüfenden Kontakte werden an die Buchsen Bu_1 bis Bu_n angeschlossen. Anschließend wird das zu prüfende Schaltgerät betätigt. Bei jedem Schaltvorgang wird das Thyratron zünden, dessen angeschlossener Kontakt zuerst geschlossen wurde. Darauf wird der in der Katodenleitung des gezündeten Thyratrons liegende Schalter geöffnet. Der Schaltvorgang wird solange wiederholt, bis das letzte Thyratron zur Zündung gebracht wurde. Das Zeitauflösungsvermögen dieser Schaltung liegt bei etwa 10 Mikrosekunden.

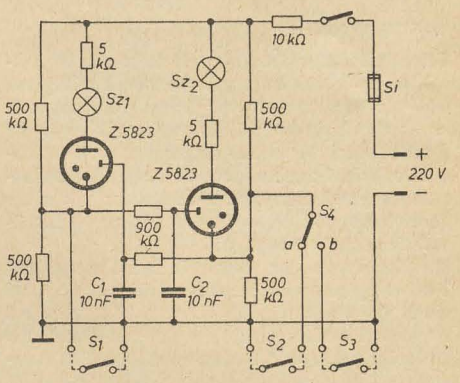


Bild 4: Prüfgerät zum Prüfen von Hilfsrelais mit einem Kontaktsatz von drei Kontakten. Sz_1 und Sz_2 sind Schauzeichen 100 Ω/6 mA

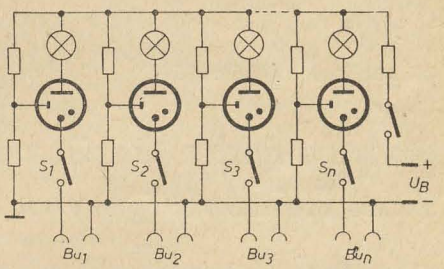


Bild 5: Schaltung eines Gerätes zum Prüfen der Reihenfolge vieler Schaltvorgänge

Neue Fotozelle von ungeahnter Empfindlichkeit

In immer stärkerem Maße werden Fotozellen eingesetzt, um optische Wahrnehmungen in elektrische Signale umzusetzen. Die westdeutsche Fachzeitschrift „automatik" berichtete in ihrem Heft 6 (1958), daß in England eine Fotozelle mit einem besonders konstruierten fotosensiblen Element aus Kadmiumsulfid entwickelt worden ist. Die Empfindlichkeit dieser Zelle soll, wie gemeldet, 20 000 mal größer als die einer gewöhnlichen Fotozelle sein.

Die Zelle reagiert auf äußerst schwache Lichtquellen und erzeugt dabei einen Strom, der ausreicht, um direkt und ohne Verstärkung ein normales Relais zu betätigen. Dadurch wird der sonst übliche Verstärkerstromkreis überflüssig, was einen geringeren Kostenaufwand für die Ausrüstung und eine einfache Konstruktion bedeutet. Den nötigen Strom für ein Relais erzeugt die Zelle mit nur geringer Spannung. Dies wird durch eine Konstruktion erreicht, die den Widerstand des Kadmiumsulfidelementes durch ein Kupferdrahtgitter wirksam reduziert. Die Zelle kann mit Gleichstrom oder mit Wechselstrom gespeist werden. Sie wird die konventionellen Fotozellen speziell in solchen industriellen Anlagen ersetzen können, die An- und Abschaltungen bei Geschwindigkeiten bis zu 50/100 s vornehmen.

Ein besonderer Vorteil der neuen Fotozelle ist ihre hohe Empfindlichkeit im Gelb-Rot-Bereich, was zur Feststellung der Zündung von Ölöfen ausgenutzt werden kann.

Die Fotozellen können für verschiedene Spannungen verwendet werden. Die Fotokatoden liegen in der Größe zwischen einigen Quadratmillimetern und einigen Quadratzentimetern.

Mikrowellen-Keramiktriode für > 500° C!

Im Forschungslabor der General Electric ist eine winzige Keramiktriode entwickelt worden, die mit 6,3 mm ∅ × 3,2 mm kaum die Größe eines Transistors erreicht und bei extrem hohen Temperaturen (von 900···1500° F ≙ 480 ··· 800° C) arbeitet. Die extrem kleinen Abmessungen wurden erreicht, da die Röhre keinen Heizfaden benötigt. Als Heizung dient ihre Umgebungstemperatur. Die Anschlüsse sind direkt herausgeführt. Ähnlich wie die bisher von der GE entwickelten Miniaturröhren für hohe Temperaturen bestehen auch die wirksamen Elemente der neuen Röhre aus Titanschichten. Als sogenanntes „Gehäuse" wurde eine Spezialkeramik entwickelt, deren Ausdehnungskoeffizient dem des Titan entspricht. Durch die Miniaturausführung der Mikrowellenröhre konnte die Elektronenlaufzeit zwischen Katode und Gitter stark reduziert werden, was sich in einem sehr günstigen Signal/Rausch-Verhältnis auswirkt.

Bisher sind zwei Labormodelle bei einer Temperatur von 600° F erprobt worden. Für eine dieser Röhren sind ein Verstärkungsfaktor von 100, eine statische Steilheit von 6 μA/V, I_a = 5 mA bei U_a = 100 V angegeben.

Radio-Electronics Nr. 8 (1958)

Referate

N. Ganapathy und Hopkins

Eine Breitband-Parabolantenne für das 2-GHz-Band

Marconi Review Nr. 127 (1957) S. 134

Die wesentlichsten Forderungen an eine Breitbandantenne sind hoher Gewinn, gute Widerstandsanpassung und kleine Nebenzipfel. Es wird in dem Artikel sehr ausführlich über die Entwicklung einer Antenne berichtet, die den Forderungen weitestgehend nachkommt. Sie besteht aus einem durch Hornstrahler erregten Parabolspiegel.

Technische Daten:

Durchmesser des Spiegels	2,8 m
Gemessener Gewinn bezogen auf den Kugelstrahler	32,8 dB
Anpassung über alles bei Bandbreite 550 MHz	< 1,06
Nebenzipfeldämpfung bezogen auf Hauptkeule	> 26 dB

Der Hornstrahler besitzt 45° Polarisation, wodurch gute Entkopplung zwischen zwei Antennen bei gleicher Ausführung erreicht wird. Eine Glimmerschicht schützt den Trichter vor Wassereintritt. Durch zwei induktive Blenden werden die kapazitiven Störstellen, Trichterhals und Austritt, kompensiert. Eine weitere Blende bewirkt einen kreisförmigen Verlauf des Widerstandes um den idealen Anpassungspunkt herum; hierdurch erreicht man eine breitbandige Anpassung von 1,8 bis 2,3 GHz unter 1,03.
Zur Erreichung niedriger Nebenzipfel wird eine Ausleuchtung des Spiegels im Verhältnis Rand/Mitte 10 dB benutzt.
Die Rückstrahlung in das Horn wird durch eine Scheitelplatte auf Kosten der Nebenzipfel und Hauptkeulenbreite stark verkleinert. Der Hohlleiterquerschnitt ist sehr flach (109 × 25 mm) gewählt, damit die Störung der Charakteristik auf ein Minimum gehalten wird. *Reimke*

H. Meinke

Ein neuer Weg zur Lösung des Problems der Breitbandantenne

NTZ Nr. 12 (1957) S. 594 ··· 601

Die Anpassung des Antenneneingangswiderstandes an das Kabel wird häufig durch besondere Breitbandanpassungsschaltungen durchgeführt. Die Dimensionierung ist meist aber sehr kritisch, so daß es besser ist, den Antenneneingangswiderstand selbst breitbandig gleich dem Kabelwellenwiderstand zu halten. Zu diesem Ziel gibt der Aufsatz durch Auffassung der Antenne als inhomogene, abstrahlungsgedämpfte Koaxialleitung einen Weg. Die die koaxiale Speiseleitung entlanglaufende Energie hat die Form einer L-Welle. In einer bestimmten Zone der Antenne wird nun die L-Welle in die E-Welle der Raumstrahlung umgewandelt. Hierzu ist notwendig, daß eine Komponente der elektrischen Feldstärke längs der Leitung auftritt. Man erreicht dies durch einen Leiterverlauf, der Energieverschiebungen quer zur Fortpflanzungsrichtung auslöst. Zur Vermeidung von Reflexionen muß noch dafür Sorge getragen werden, daß die Umwandlung sanft beginnt, da der E-Typ als Strahlung die Eigenschaft der Leitung ändert. Damit auch die Strahlungscharakteristik frequenzunabhängig bleibt, muß durch richtige Formgebung des Leiters die Auswirkung von E-Wellen höherer Ordnung auf ein Minimum gehalten werden. Die obere Grenzfrequenz ist durch die E-Wellen höherer Ordnung gegeben und die untere durch die Eigenschaft der Umwandelungszone. *Reimke*

J. Wüstenhagen

Schleifenantennen bei langen Wellen

Rundfunktechnische Mitteilungen 1 (1957) 6, S. 237···243

Im Rahmen einer Diplomarbeit werden die Eigenschaften von Schleifenantennen für Langwellen — ähnlich dem UKW-Schleifendipol — an Modellen im UKW-Gebiet untersucht. Auf eine Behandlung des Strahlungsdiagramms wird in der Annahme, daß das Diagramm vom Cosinusdiagramm nicht abweicht, verzichtet. Es wird ein Verfahren zur Bestimmung des Eingangswiderstandes in Abhängigkeit vom Abstand der beiden Maste und ihrer Dicken angegeben. Man erhält dadurch eine gute Übereinstimmung zwischen Rechnung und Modellmessung in einem sehr großen Frequenzbereich. In Viertelwellenresonanz könnte durch Wahl des Abstands und der Dicke der Maste gelegentlich eine direkte Anpassung an das Speisekabel erreicht werden. Der Widerstand ist immer größer als bei einer gleich hohen Linearantenne. Im Langwellengebiet erreicht man aber praktisch nur eine Viertelwellenresonanz bei Verwendung von Dachkapazität. Es werden verschiedene Beispiele bei gleicher Dachkapazität im Modell für 150 kHz ausgewertet. Der Wirkungsgrad der Schleifenantenne ist etwa gleich dem Wirkungsgrad einer mit gleichem Kostenaufwand erbauten Linearantenne. In bezug auf Breitbandigkeit ist die Schleifenantenne der entsprechenden Linearantenne etwas überlegen. *Reimke*

Fachbücher

Marianne Mengel

Kleines Fernsehlexikon

Englisch-Deutsch, Deutsch-Englisch
VEB Verlag Technik, Berlin, 1957
114 Seiten, DIN A 5, Ganzlederin 8,— DM

Die Autorin hatte sich die nicht leichte Aufgabe gestellt, in Form eines Lexikons die wichtigsten Begriffe der Fernsehtechnik aus der englischen Sprache ins Deutsche zu übertragen und zu erläutern.
Im Vorwort des Buches wird ganz richtig darauf hingewiesen, daß die reine Übersetzung eines englischen Fachausdruckes durchaus nicht immer genügt, sondern daß eine Erläuterung des Begriffes oft notwendig ist. Aus diesen Überlegungen heraus ist das „Kleine Fernsehlexikon" entstanden. Ein solches Büchlein ist in jedem Falle zu begrüßen und eine wertvolle Bereicherung der Fachliteratur, insbesondere beim Lesen von englischer Fachliteratur durch den Hochfrequenz- und Fernsehingenieur. Bei ihrer Arbeit ist die Autorin von verschiedenen Fernsehspezialisten unterstützt worden. Soll aber solch ein Buch seinen Zweck erfüllen und dem Benutzer eine wertvolle Hilfe sein, so ist damit die Notwendigkeit verknüpft, daß es wirklich exakte Übersetzungen und Definitionen enthält. Leider trifft dies bei dem „Kleinen Fernsehlexikon" nicht voll und ganz zu, sondern es enthält einige fehlerhafte Übersetzungen, Definitionen und Druckfehler, die bei sorgfältiger Lektorierung hätten vermieden werden können.

Nur einige Beispiele hierzu:

vertical blanking

Zeilenaustastung ist falsch.

Die Übersetung muß heißen Rasteraustastung.

horizontal blackout period

Rasteraustastungsperiode ist falsch.

Die Übersetzung muß heißen Zeilenaustastperiode.

integrating circuit

Integrationskreis

Dient zur Verstärkung der Synchronisationsimpulse ist nur bedingt richtig.

circuit kann jeweils mit Kreis bzw. Schaltung übersetzt werden und wird in dieser Beziehung mehrfach falsch angewendet.

integrating circuit wird besser als Integrationsschaltung zur Aussiebung der Bildsynchronisierimpulse aus dem Synchronisierimpulsgemisch übersetzt.

Beim „Lesen" des Lexikons erhält man leicht den Eindruck, als ob die Autorin von den Fernsehspezialisten schlecht beraten wurde. Es ist zu hoffen, daß in der Neuauflage ähnliche Mängel vermieden werden. *Schnelle*

J. Matauschek

Einführung in die Ultraschalltechnik

VEB Verlag Technik, Berlin, 1957
535 Seiten, 339 Bilder, 23 Tafeln, DIN A 5, Ganzlederin 36,— DM

Der technisch interessierte Leser ist es fast gewohnt, von Zeit zu Zeit mit einem neuen wissenschaftlichen oder bereits von der Technik übernommenen Arbeitsgebiet bekannt gemacht zu werden. Der Ultraschall kann zwar nicht als jüngstes Kind der naturwissenschaftlichen Forschung angesprochen werden, doch hat er seine technische Bedeutung erst im letzten Jahrzehnt durch den Einsatz bei der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung, bei der Werkstoffbearbeitung und -reinigung erhalten. Damit erwächst für den Gerätekonstrukteur sowie den anwendenden Techniker die Aufgabe, sich eingehender mit dem Ultraschallgebiet zu beschäftigen.
Bisher stand in der deutschsprachigen Literatur nur das umfangreiche Standardwerk von *L. Bergmann* zur Verfügung, das über das Gesamtgebiet handbuchartig referiert. Es fehlte ein Buch, das den Leser in den Teilbereich der Ultraschalltechnik einführt und dabei auf all die physikalischen und elektroakustischen Grundlagen näher eingeht, die insbesondere der Entwickler bei der Lösung seiner Aufgaben benötigt. Das Buch von Matauschek kann als ein Werk angesehen werden, das diesen Zweck im wesentlichen erfüllt.
Es gliedert sich in drei Teile: Physik, Technik und Anwendung des Ultraschalls. Im ersten Teil werden die Gesetzmäßigkeiten der mechanischen Schwingungen, Schallwellen und Schallausbreitung vom Elementaren ausgehend dargestellt und die charakteristischen Ultraschalleffekte, auf denen die praktischen Anwendungen beruhen, einzeln behandelt. Es ist erfreulich, daß eine solche Trennung zwischen den physikalischen Voraussetzungen und den eigentlichen gerätetechnischen Fragen vorgenommen wurde, weil sich hierdurch eine didaktisch günstige Systematik der Darstellung ergibt.
Der zweite Teil beschäftigt sich sehr ausführlich mit den Methoden der Schallerzeugung, insbesondere den elektrischen, denen allein 123 Seiten des Buches gewidmet sind. Der im bisherigen zusammenfassenden Schrifttum etwas vernachlässigten Darstellung der Verkopplung elektrischer und mechanischer Schwingungsgrößen mit Hilfe der Ersatzschaltbildtheorie wird der gebührende Platz eingeräumt, so daß vor allem der Entwickler von Beschallungseinrichtungen, der an diesen Zusammenhängen stärker interessiert ist, eine nützliche Hilfe findet. Auf Fragen des praktischen Schallgeberbaues, der Dimensionierung der HF-Generatoren, der Schallkonzentration sowie der Ultraschalloptik und -bildwandlung wird näher eingegangen. Weniger ausführlich werden die Ultraschallempfänger, die Anfertigung von Meßsonden

und die große Gruppe der (direkten) Ultraschallmeßverfahren und -geräte behandelt.
Im dritten Teil über die Anwendungen wird unterschieden zwischen solchen, die auf der Kurzwelligkeit der Ultraschallwellen beruhen, und solchen, die mit Hilfe großer Schallstärken eine bleibende oder zeitweise Veränderung der beschallten Substanz hervorrufen. Es werden vornehmlich die technischen Einrichtungen von in der Praxis eingeführten Anlagen besprochen und Hinweise auf Wirtschaftlichkeit und Zweckmäßigkeit ihres Einsatzes gegeben. Die neueren Einrichtungen, besonders auf den zukunftsträchtigen Gebieten der Ultraschallerosivtechnik und des industriellen Ultraschallreinigens, werden in diesem Teil des Buches, dessen Manuskript am 27. 10. 1956 abgeschlossen wurde, bereits eingehend erörtert. Weitere Kapitel sind der Navigationstechnik und dem Fischfang mit Ultraschall sowie den Verfahren der zerstörungsfreien Ultraschallwerkstoffprüfung gewidmet. Zum Abschluß werden die medizinischen Ultraschalltherapiegeräte, auch die neuesten zur Aerosoltherapie und zur Kavitätenpräparation an Zähnen, besprochen und ihre Anwendung durch eine kurze Darstellung der als gesichert geltenden therapeutischen Indikationen veranschaulicht.
Eine große Zahl gut ausgewählter Diagramme, Tabellen, zeichnerischer und fotografischer Abbildungen ergänzt die Ausführungen. Besonders zu begrüßen ist die konsequente Anwendung des Kalantaroff-Giorgischen Maßsystems, auf das sich alle Formeln des Buches beziehen, und die zahlreichen Berechnungsbeispiele von Schallfeld- und Schwingerparametern.
Das Werk kann allen an der Ultraschalltechnik interessierten Studierenden, Ingenieuren und Wissenschaftlern empfohlen werden. Der Leser würde allerdings für eine bessere typografische Ausgestaltung des Buches in Bildwiedergabe, Satz und Papier dankbar sein. Einer zweiten Auflage wäre fernerhin zu wünschen, daß neben der Ausmerzung einiger Druckfehler und sprachlichen Unebenheiten besonders die Kapitel über die Ultraschallmeßtechnik und die Materialprüfung überarbeitet und erweitert würden.

Spengler

Neuerscheinung

Kloß, R. und K. Vogt: *Zum System und zur Methodik der operativen Planung in den volkseigenen Industriebetrieben.* 92 Seiten, 1 Tabelle, 14 Formulare, broschiert 5,50 DM. Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin.

Suche neuwertiges
Röhren-Prüfgerät
möglichst Fa. Funke, Weida
TELE-RADIO, Berlin O 112
Schließfach 19

Suche **Oszillografen-Röhren**
sämtliche Typen
TELE-RADIO, Berlin O 112
Schließfach 19

Zeitschrift „Funktechnik"
Ausg. Febr. 1950 — Sept. 1956 kompl., f. 100,– DM abzugeben.
Wolfg. Seeger, Waren (Müritz), Lloydstraße 2 b

Verkaufe „**Funktechnik**" Jahrgänge 1954 u. 1955, Halbleder-Einband, je Band 50,– DM sowie Einzelhefte 1956 z. Pr. v. 1,80 DM je Heft. Angeb. unter RF 3313

Radio-Röhren
REN 904, AL 5, AH 1, 6 J 5, 6 H 8 C, EZ 12, von jedem Typ einige Stück zu kaufen gesucht.
Gebrüder Bässler, Fabrik elektr. Meßinstrumente, **Radebeul 1,** Ernst-Thälmann-Straße 19–21

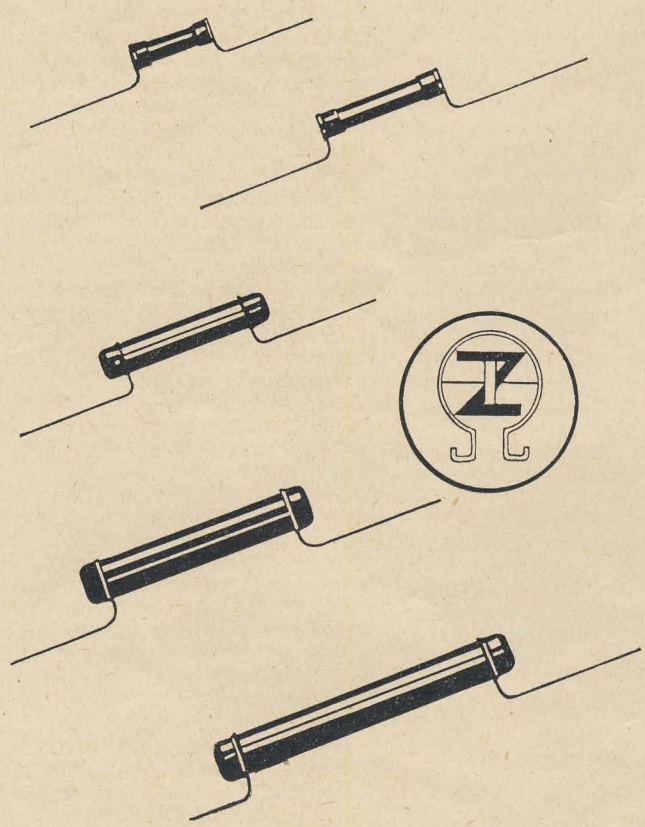
Rundfunk-Mechaniker
für Entwicklungsarbeiten im UKW- und Dezi-Gebiet
Meßtechniker für Außenstelle Kolberg
Betriebsbus verkehrt zwischen Königs Wusterhausen und Kolberg. Schriftliche Bewerbungen sind an das **Betriebslaboratorium für Rundfunk und Fernsehen, Berlin-Adlershof, Agastraße, Kaderabteilung,** zu richten.

Verkaufe:
1 Einstrahl-Oszillograf Typ 1 KO 712 Zwönitz, 2000,— DM,
1 Dezi-Wellenmesser 40–440 cm, Rohde und Schwartz, 200,— DM,
1 RLC Meßbrücke RFT Type 221, 650,— DM
Geräte sind neuwertig.
Zuschriften unter RF 3286

Silber-REGEL **Versilbern** aller Auto-Reflektoren auf Hochglanz. Rücksendung innerh. weniger Tage. **Glauchau/Sa.,** Tel. 2517

Beschriften Sie Ihre Maschinen, Apparate, Geräte usw. (Firmenschild, Schutzmarke o. ä.) durch ***Abziehbilder · Schiebebilder***
VEB (K) Buch- und Werbedruck, Saalfeld (Saale)

Prüf-Fix (1)
für schnelle Durchgangsprüfungen **bei Leitungen und Kontakten**
Hans Mammitzsch, Torgau

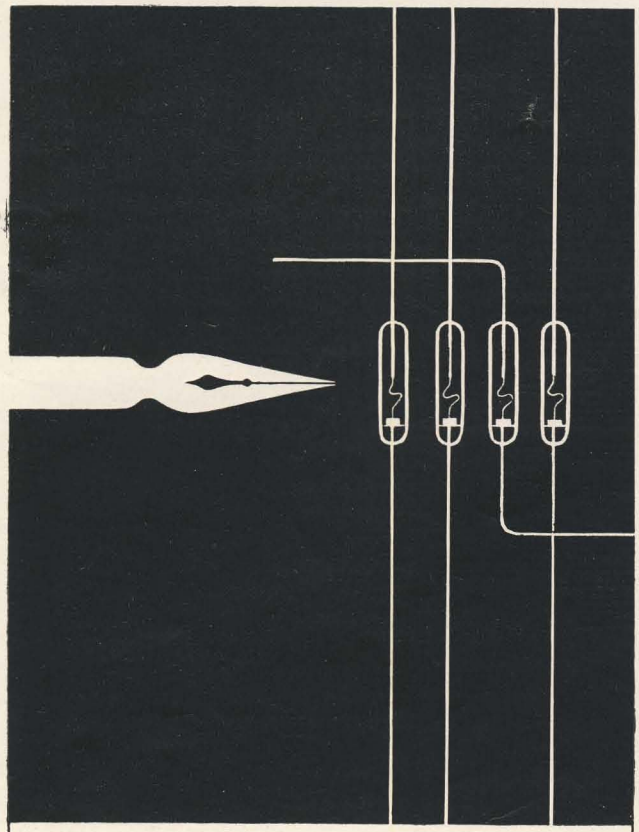


Fertigungsprogramm:

SCHICHT-WIDERSTÄNDE

nach Din 41400
0,1 Watt, 0,25 Watt,
0,5 Watt, 1 Watt,
2 Watt, 3 Watt

JOSEF ZEMAN
in Verwaltung
Roßwein/Sachsen
Wehrstraße 8



GERMANIUM-DIODEN

IN ALLGLASAUSFÜHRUNG OA 625, OA 645, OA 665, OA 685

KURZFRISTIG LIEFERBAR!

Germanium-Dioden sind Bauelemente, die in fast allen Zweigen der modernen Elektronik Anwendung finden können. In vielen Schaltungen lassen sie sich an Stelle einer Röhrendiode, eines Kupferoxydul- oder Selengleichrichters einsetzen.
Die Ausführung in Allglastechnik ergibt einen stabilen Aufbau und gewährt einen vollkommenen luft- und feuchtigkeitssicheren Abschluß.

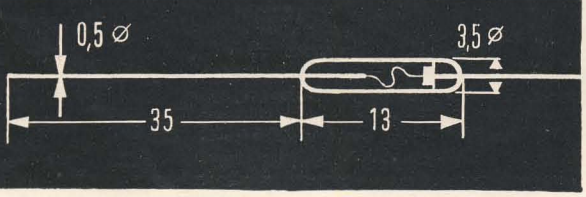
VORLÄUFIGE TECHNISCHE DATEN

für eine Umgebungstemperatur von $\vartheta = 20°$ C

Statische Werte		OA 625	OA 645	OA 665	OA 685
Durchlaßstrom J_{durch} bei + 1 V	[mA]	≧ 5	≧ 3	≧ 3	≧ 2
Sperrstrom J_{sperr} bei — 10 V	[μA]	≦ 100	≦ 100	≦ 50	≦ 50
Sperrstrom J_{sperr} bei — 40, — 60, — 80	[μA]		≦ 500	≦ 500	≦ 500
Grenzwerte					
Spitzenspannung ϑ_{max} f = 25 Hz	[V]	— 24	— 50	— 70	— 90
Sperrspannung $U_{sperr\,max}$	[V]	— 20	— 40	— 60	— 80
Durchlaßstrom $J_{durch\,max}$	[mA]	20	15	12	10

VEB WERK FÜR FERNMELDEWESEN
Berlin-Oberschöneweide, Ostendstraße 1–5

Maßbild (max. Abmessungen in mm)



Aus unserer aufgelösten Rundfunkreparaturwerkstatt sind folgende Gegenstände abzugeben:

1 Service Oszillograf	Bruttow. 942,—	Zeitw. 847,— DM
1 Fernsehkundendienstkoffer Typ FSK I	Bruttow. 1298,—	Zeitw. 1166,70 DM
1 Multizet II		180,— DM
1 Meßbrücke mit Kopfhörer und Summer		150,— DM

Konsumgenossenschaft Borna und Umgebung

Der interessante Prospekt:
„Der Werdegang eines Schiebeabziehbildes"
gibt über die vielseitige Verwendungsmöglichkeit Auskunft!
Verlangen Sie noch heute bemustertes Angebot von:

HOLM GROH, Leipzig S 3, Kurt-Eisner-Str. 71, Hofgebäude

Unser Fabrikationsprogramm:

Kondensator-Mikrofon-Verstärker Typ CMV 563

Kondensator-Mikrofon-Kapseln
Nieren-Achter-Kugel-Charakteristik
Typ M55K, M7, M8, M9, M18 u. 026/2

Tischständer, Mikrofon-Zubehör

Steckverbindungen 5- und 6polig

GEORG NEUMANN & CO.
GEFELL/VOGTLAND · RUF 185

Bitte fordern Sie unsere Prospekte an!

Vakutronik

Neuentwicklungen,
noch 1958 lieferbar

Elektronisch stabilisiertes Netzgerät VA-B-03 (als Baublock)
Ausgangsspannung 220 – 320 V einstellbar,
Belastung max. 100 mA

HF-stabilisierte Hochspannungsquelle VA-B-06 (als Baublock)
Regelfehler 0,2% bei 0,5 W Belastung
Ausgangsspannung 400 – 2000 V kont. regelbar,

Kabelanpassungsstufe VA-B-09
für Vakutronik Geiger-Müller-Zählrohre mit Kabellänge 5 – 50 m lieferbar

Taster VA-B-13
Anodenbasisstufe zur Anpassung hochohmiger Meßobjekte an Kabel oder niederohmiger Eingänge. Eingangs-Impedanz 10 MΩ 11 pF, Ausgangswiderstand 200 Ω, Frequenzbereich 6 Hz bis etwa 10 MHz, Eingangsspannungsteiler 1:20, aufschraubbar

Spannungsteiler VA-B-28 aus 8 Elementen zusammensteckbar
Ungenauigkeit ± 0,5% pro Element, Wellenwiderstand 150 Ω, Übersetzungsverhältnis 3 dB ··· 123 dB, Frequenzbereich 0 Hz – 25 MHz

Ringabschirmkammer VA-H-120
für Fensterzählrohre VA-Z-310/320/520, Herabsetzung des Nulleffektes ca. 50%

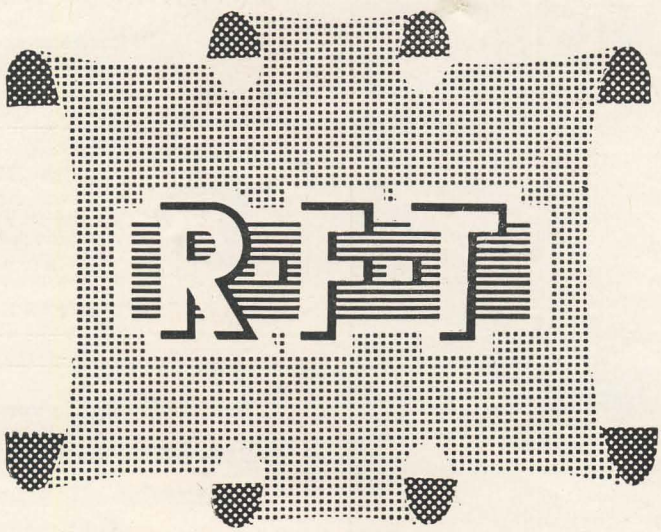
Meßsonde VA-H-251
für Fensterzählrohre VA-Z-310/320/520

Absorbersatz VA-H-402
best. a. 30 Absorberscheiben von 2,5 – 1500 mg cm², Flächengewicht, f. alle Abs. Mess. in Absch., Kammern u. Meßsonden

Geiger-Müller-Zählrohre
mit günstigen Betriebseigenschaften zur Messung von β- und γ-Strahlen, Flüssigkeitszählrohre, β-γ-Zählrohre, Fensterzählrohre, Höhenstrahlzählrohre u. a.

Prospekte und Angebote durch

VEB VAKUTRONIK DRESDEN
Dresden A 21, Dornblüthstraße 14, Tel.: 34241



1948 · 1958

In diesem Jahrzehnt schufen 40000 Facharbeiter und Ingenieure die hochentwickelte RFT

Rundfunk- und Fernseh-Technik

Nachrichten- und Meß-Technik sowie

Bauelemente- und Vakuum-Technik

als Beitrag zum Aufbau des Sozialismus in der Deutschen Demokratischen Republik